SPECIAL

トランジスタ技術

SPECIAL No.37

特集 実用電子回路設計マニュアルII

豊富な回路設計例から最適設計を学ぼう

トランジスタ技術 SPECIAL No.37

CONTENTS

特集　実用電子回路設計マニュアルⅡ

豊富な回路設計例から最適設計を学ぼう

表紙デザイン／(株)ザ・ステューディオ・トウキョウ・ジャパン　本文イラスト/神崎真理子

特集 実用電子回路設計マニュアルⅡ

豊富な回路設計例から最適設計を学ぼう

トランジスタ技術 SPECIAL No.32 の実用電子回路設計マニュアルの続編です．過去の「トランジスタ技術」誌に掲載された回路の中から，実用的でさらに前回の SPECIAL にも掲載されていない回路を選び出しました．前回の実用電子回路設計マニュアルとともに手元にそろえ，回路設計の手引書として利用してください．

1 発振回路

2 フィルタ回路

3 演算回路

4 センサ回路

5 コンパレータ/リミッタ/ホールド回路

6 送受信回路

7 スイッチ回路

8 A-D, D-A 変換回路

9 電源回路

〈執筆者〉
青木英彦，飯田文夫，稲葉保，犬野健太，小田靖，加藤隆志，上窪兼，木目田泰志，黒野広三，佐藤守男，里中新一，更科一，柴田雅彦，末木豊，菅原昭治，鈴木憲次，鈴木茂昭，鈴木隆，鈴木雅臣，高橋資人，高浪五男，田中恭治，常世田和夫，角田和宏，苗手英彦，中野正次，中村誠，西島裕昭，針倉好男，深谷武彦，藤沢継男，船住孝，町田博，松井邦彦，美智遥，宮崎仁，森田浩一，柳川誠介，山川初雄.
(50 音順)

第1章　発振回路

加藤隆志/稲葉保/更科一/飯田文夫/中野正次/苗手英彦/鈴木茂昭/末木豊/町田博/松井邦彦/佐藤守男/鈴木憲次/藤沢継男/柳川誠介/犬野健太

J-FETをAGCに使ったウィーン・ブリッジ発振回路(f_{osc}=3 kHz)

TA7555　2SK184

確実な発振とひずみの少ない正弦波を得るために，FETを使ってAGC(自動ゲイン・コントロール)をかけたものが図1の回路です．

この回路は発振出力をダイオードで整流し，*CR*ローパス・フィルタでリプルを除いて直流の電圧(これは発振出力に比例する)を作り，これをFETのゲートに加えてドレイン-ソース間の内部抵抗を変化させることによって，増幅回路のゲインを調整しています．

発振出力がないとき，FETのゲート電圧(V_{GS})は0VなのでFETの内部抵抗は小さく，したがって増幅回路のゲインが大きくなり，これで確実に発振が始まります．

発振出力が大きくなってくると，ゲート電圧が負の値になるので，FETの内部抵抗が増大し，増幅回路のゲインを抑えます．こうして発振開始後すぐにひずみの少ない状態に自動的に調整されます．

この回路の問題点として，整流されたAGC電圧のリプル除去のための時定数の選定があります．コンデンサ，すなわち時定数が大きいとチャージ・アップに時間を要し，安定するまでに時間がかかります．

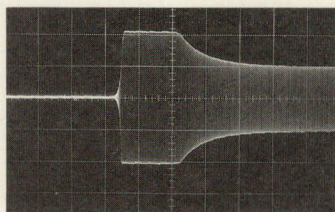
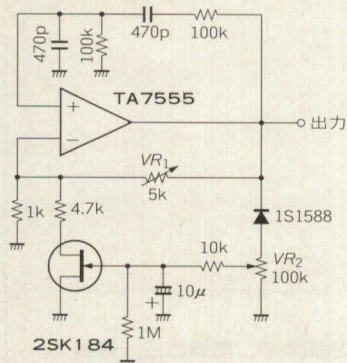
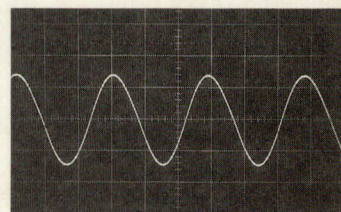
時定数を小さくするとゲート電圧にリプルが残り，このリプル電圧が増幅回路のゲインを変化させてしまうために，ひずみが大きくなってしまいます．

発振が安定化するまでに時間がかかるといっても，この実験回路では，電源ONから安定するまで約数百msくらいでした(写真1)．

また，この回路ではVR_2を調整することにより，ひずみの少ない正弦波が1V_{p-p}から電源電圧で飽和する直前まで安定に可変できました(写真2)．

〈加藤隆志〉

(トランジスタ技術　1991年10月号)

〈図1〉AGC(自動ゲイン・コントロール)付きのウィーン・ブリッジ発振回路

〈写真1〉電源ONから発振振幅が安定するようす(5 V/div，50 ms/div)

〈写真2〉VR_2を調整して振幅を大きくしたときの波形(5 V/div，0.1 ms/div)

無調整で低ひずみ率の ウィーン・ブリッジ発振回路(f_{osc}=1 kHz)

LF356H 2SK30A

低周波正弦波発振回路として以前から使用されているのが，図２のウィーン・ブリッジ方式です．この回路の平衡条件はOPアンプの入力端の電位が等しくなることが必要で，

$$\frac{e}{\left(\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}+1\right)+j\left(\omega C_2R_1-\frac{1}{\omega C_1R_2}\right)}$$

$$=\frac{e}{(R_3+R_4)/R_4}$$

より，

$$\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}+1=\frac{R_3+R_4}{R_4}$$

$$\omega C_2R_1-\frac{1}{\omega C_1R_2}=0$$

$$\omega=\frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}$$

となります．

ここで$(R_3+R_4)/R_4$は負帰還増幅器の利得を示す式ですので，$C_1=C_2$，$R_1=R_2$のウィーン・ブリッジ回路での利得Aは$A=3$とする必要があることがわかります．

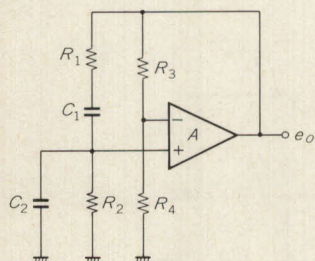
ところが，この$A=3$という条件を固定抵抗のみで常に満たすのは不可能なのです．そのためこの条件を常に満たすようにするための振幅安定化回路が必要になってきます．

各種あるウィーン・ブリッジ発振回路の性能はこの振幅安定化回路で決定されるといっても過言ではありません．

図３はFETのドレイン-ソース間抵抗r_{ds}を制御することで，図２のR_4の部分を可変できるようにしたものです．

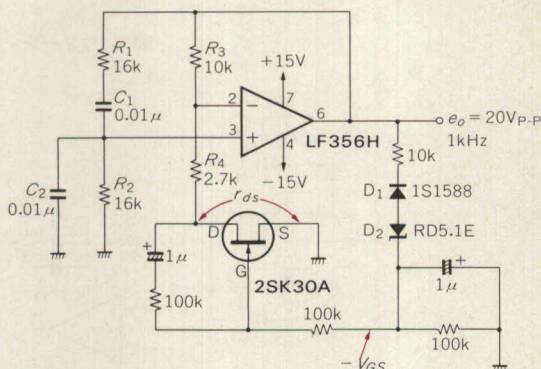
振幅安定化の動作は，e_0が増大すると負の整流回路出力$-V_{GS}$が増大しFETのバイアスが深くなり，r_{ds}が大きくなり，利得を下げます．e_0が減少すると，これと逆の動作より振幅を安定化します．

増幅度Aは3ですから，R_3を10 kΩとすれば，$R_4+r_{ds}=R_3/(A-1)=5$ kΩとなり，$R_4=2.7$ kΩとしてあるので，r_{ds}≒2.3 kΩに制御されることになります．図３では，発振周波数$f=1/(2\pi C_1\cdot R_1)$≒1 kHz，出力振幅20 V_{P-P}，ひずみ率約0.01 %となっています．

〈稲葉　保〉

(トランジスタ技術　1985年11月号)

〈図２〉ウィーン・ブリッジ発振回路

〈図３〉ウィーン・ブリッジ発振回路例

無調整で低ひずみ率の ウィーン・ブリッジ正弦波発振回路(f_{osc}=100/1 k/10 kHz)

TL072 2SK30A

一般的に正弦波発振回路に要求されるのは，低ひずみ率であることと，安定に発振することです．正弦波発振器には種々ありますが，簡単な割には確実に発振して低ひずみ率の得やすいウィーン・ブリッジ型発振回路を採用することにします．

ウィーン・ブリッジ型発振回路の基本は図４のようになっています．IN^+端子へのCRで発振周波数を決め，IN^-端子への帰還回路(R_f，R_s)で発振条件を満たすようにします．発振条件は負帰還ループによる利得を3に保つことです．これよりも小さいと発振停止，大きいと振幅が増大して出力がクリップしてしまいます．常に正確に発振条件を保つのは困難なので，振幅検出回路を設けてこれでR_sを制御するようにします．

発振周波数は，

$$f=\frac{1}{2\pi CR}$$

で表されます．

実際の回路を図5に示します．ここでは発振周波数を100/1 k/10 kHzの3ポイントとし，スイッチで切り替えるようにしています．また発振周波数をポテンショ・メータで微調できるようにしていますが，正確な周波数が必要でない場合は，12 kΩのシリーズ抵抗と合わせて16 kΩの抵抗1本としても構いません．

低ひずみ化するには，可変抵抗回路を制御する振幅検出回路の出力電圧のリプルを小さくする必要があり，ここでは振幅検出回路に簡単な両波整流回路を採用しました．可変抵抗回路には，FETのドレイン-ソース間抵抗を利用しています．

発振波形が正の半サイクルのときはD_1=ON，D_2=OFFとなり，A_{1b}は利得が−1の反転増幅器として働きます．

また負の半サイクルではD_1=OFF，D_2=ONとなり，A_{1b}は利得が+1のボルテージ・フォロワとして働きます．これにより，A_{1b}の出力には発振波形を両波整流した波形が出力されますが，D_1，D_2のV_F分の不感帯があります．

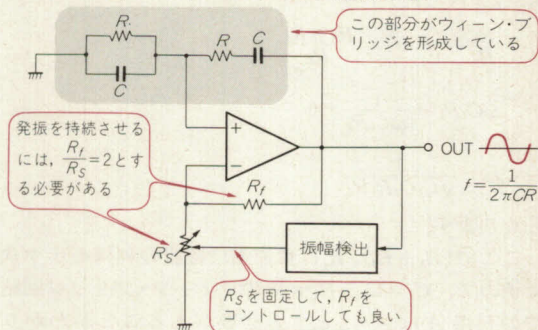
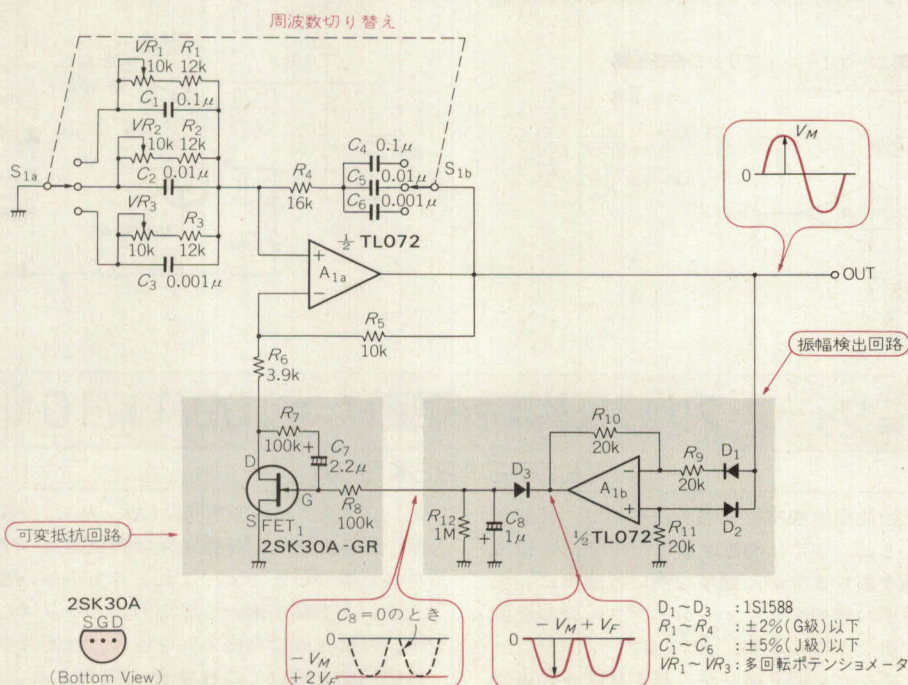
これはD_3とC_8でマイナス側にピーク検波されて，DCになります．このDC値がFETのゲート-ソース間に印加され，この電圧でドレイン-ソース間抵抗r_{ds}をコントロールすることになります．

発振振幅が大きくなるとFETのゲート電圧がマイナス側に大きくなり，r_{ds}を大きくして図5のR_Sを大きくして利得を下げ，発振振幅を小さくします．発振振幅が小さくなったときは，これと反対に動作します．

この回路のひずみ率は実測で，f=100 HzのときTHD=0.053 %，f=1 kHzのときTHD=0.031 %，f=10 kHzのときTHD=0.037 %が得られています．また出力電圧は，それぞれ1.17 V_{rms}(100 Hz)，1.18 V_{rms}(1kHz)，1.10 V_{rms}(10 kHz)となっています．

〈更科　一〉

（トランジスタ技術　1987年12月号）

〈図4〉ウィーン・ブリッジ発振器の基本

〈図5〉ウィーン・ブリッジ型正弦波発振回路

広範囲の周波数で発振可能な ウィーン・ブリッジ正弦波発振回路(f_{osc}=20~200 kHz)

LH0032　3SK14

一般的な発振回路では，発振の安定化のためにリミッタを使用することはなく，振幅検出器と可変利得増幅器を使用して一定の出力が得られるようにしています．

図6に示す回路は，振幅検出にダイオード，可変利得の部分にFETを使用しているもので，一昔前はサーミスタがよく使われていました．

D_1により振幅検出を行い，交流振幅に比例した電圧を取り出し，この電圧をFETのゲートに加えることにより，FETの内部抵抗を変化させて安定させています．出力が大振幅になると，FETのゲート電圧が負方向に大きくなって内部抵抗を大きくして増幅度を低下させ，出力が小振幅になると逆に内部抵抗が低下して増幅度を上昇させます．

この回路方式の欠点としては，応答速度が遅いことがあげられます．

この回路において，FETの入力に少しでも交流分が残っていると出力に混入してしまい，ひずみ率を悪くします．そのために非常に大きなC_3を付けなければなりません．

その場合，周波数を変更したいときに振幅が安定するまでに長い時間を要し，使いづらくなります．

これにくらべ，リミッタを使用する方式では周波数に影響する内容がないので高速応答しますが，ひずみが多いのが欠点です．

増幅器の部分は，高入力インピーダンスで周波数特性の高いものを必要とします．

C_1，C_2はバリコンです．これは，ラジオの中を見るとかならず入っているものですが，最近はラジオもディジタル化されてきているので，バリコンが使われなくなるのも近いと思います．

このC_1，C_2は同時に変化する(2連バリコンという)ようになっていますが，連動の精度などもあって高いほうの周波数で振幅の変化や目盛りとの不一致が生ずるので，最高級の発振器ではR_{11}～R_{24}の各部分に対して微調整用のコンデンサが付いています(高精度の抵抗を作るのは比較的簡単なので抵抗を補正することは少ない)．

余談ですが，バリコンの羽根には切り込みが付いています．これはバリコンの直線性を調整するためにあります．

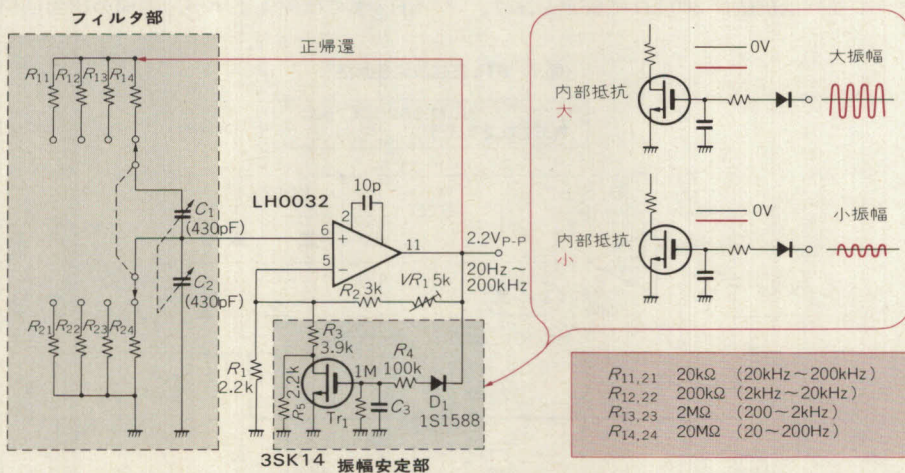
これらの羽根を部分的に曲げて周波数を調整しますが，非常に手間がかかるので相当の高級品でないとこういった調整は行っていないでしょう．

このタイプの発振器は，別名CR発振器といわれていますが，ほかの発振器にくらべて設定分解能が高く，ひずみ率が少ないためよく使われます．

ただし，周波数，振幅の精度があまりよくないので，周波数カウンタと電圧計を用いて設定しながら使用します．

〈飯田文夫〉

(トランジスタ技術　1986年9月号)

〈図6〉 実用的な正弦波発振回路

電池動作可能な ウィーン・ブリッジ正弦波発振回路(f_{osc}=330Hz)

TL062 ICL7621 TLC27L2

電池動作可能な正弦波発振回路を構成しようとすると，発振出力振幅の大きさや消費電力などが問題になります．そこでここでは発振出力をBTL出力として振幅を稼ぎ，さらに低消費電力型OPアンプとCdSフォト・カプラを用いて低消費電力化を図った正弦波発振回路を紹介します．

図7がその回路図で，IC_1がウィーン・ブリッジ発振部，IC_2がBTL出力部です．

▶ BTL出力回路

中点電位を作る分圧抵抗 R_1と R_2は，低電力化のために高抵抗としますが，ノイズ(主にハム)の誘導をさけるために，大容量のコンデンサを並列に入れます．これが電源のバイパスを兼ねます．R_1と R_2の値は，使用するOPアンプの出力能力の正負非対称を補うため，同じ値ではなくなります．

IC_2のフィードバック回路の10 pFは高域不安定の補償用です．$C \cdot R = 1 \mu s$ですから，100 kHz以下には大きな影響はありません．

▶ 振幅安定化回路

正弦波発振回路ではかならず振幅安定化回路が必要ですが，ここではCdSフォト・カプラを用い，その時間遅れを利用して平滑回路は省略しました．このためCdSはとくに応答の遅い高抵抗領域を利用します．こうすることによって1次側のLEDの電流も小さくてすみ，またCdSでの消費電力も小さくてすむので，振幅安定化回路での消費電力は非常に小さなものとなります．

図7の $C_3 = C_4$，$R_3 = R_4$のとき，$VR = 0$なら R_6とフォト・カプラの並列抵抗値は200 kΩで安定します．このときフォト・カプラの抵抗値は2.2 MΩとなり，$VR = 10$ kΩのときフォト・カプラの抵抗値は∞になります．VRはこの間の値に最適値がありますが，R_3，R_4，C_3，C_4，R_5のばらつきや温度変化を吸収するだけの変化量を，フォト・カプラに残すようにセットしなければなりません．

CdSの抵抗値が2.2 MΩのときLEDの電流は30 μs程度なので，出力回路に対する影響は無視できます．

出力電圧は平滑しないで検出するために倍電圧整流は使えず，波形の対称性を保つためにブリッジ整流とします．この場合ダイオード2個分の順方向ドロップ電圧が加算されるので，ここには V_Fの小さなショトキ・バリア・ダイオードを用いています．

▶ ウィーン・ブリッジ発振部

発振周波数 f は，

$$f = \frac{1}{2\pi CR}$$

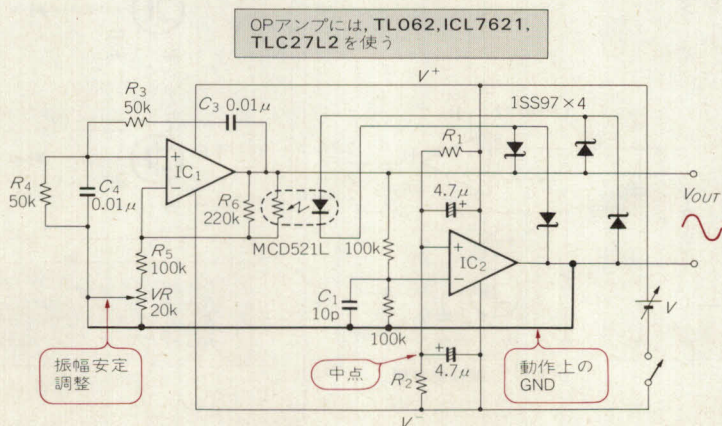
$(C = C_1 = C_2,\ R = R_1 = R_2)$

と表され，図中の定数では $f = 330$ Hzです．

発振用の抵抗 R_3と R_4は，この部分での消費電力を増やさないためには，あまり小さな値にはしたくないところですが，VRよって可変にする場合の最小抵抗値を考えると，50 k～500 kΩでも少し高い値と思えます．また，C_3と C_4が30 pFのとき100 kHzになることからも，この程度とせざるを得ません．

図7の回路で，3種類のOPアンプを使用して実験してみました．その結果が表1です．

TL062は消費電力の割には周波数特性が良く，100 kHzまでは使えますが，内部の出力回路のロスが大

〈図7〉BTL正弦波発振回路

きく，電源電圧がもっとも高くなっています．ICL7621は，出力段がCMOSになっていて，電源電圧付近まで振れます．この結果，なんと2.58 Vの電源電圧で3.8 V_{p-p}の出力が得られるのです．電流的にはTL062と大差ありません．ICL7621は，50 kHz程度まで使用可能です．

TLC27L2は超低電流のCMOS OPアンプですが，出力段がCMOSになっていません．したがって，ICL7621よりも高い電圧が必要でした．また，このOPアンプは無信号時の電源電流が20 μAときわめて少なく，前2者よりも負荷のドライブ能力が足りませんから，負荷抵抗は10 kΩと高めにしてあります．発振周波数は10 kHz程度までが良好な特性を得る目安です．

以上の結果から，ICL7621は低電力回路に適しているといえます．ちなみに単5型アルカリ電池2本で，図7の回路が約1ヵ月間連続動作可能です．

〈表1〉実験回路の特性例

	TL062	ICL7621	TLC27L2	単位
電源電圧	4.80	2.58	3.08	V
中点電圧	2.77	1.48	1.11	V
消費電流	560	520	150	μA
負荷抵抗	3.3	3.3	10	kΩ
R_1	1.1	0.75	1	MΩ
R_2	1.5	1	0.56	MΩ
出力電圧	3.8	3.8	3.8	V_{P-P}
発振周波数	330	330	330	Hz

約100kHzまで　50kHzまで　10kHzまで

〈中野正次〉

◆参考文献◆

(1) 中野正次；10 Hz～10 MHz正弦波発振器の製作，トランジスタ技術1987年12月号，pp.418～420.

（トランジスタ技術　1988年3月号）

振幅安定化回路の不要なCR移相正弦波発振回路(f_{osc}=100/1 kHz)

TL081

移相発振回路は，CR移相回路での減衰量をOPアンプの利得で打ち消し，全体ループ利得が1になるようにした回路です．位相は反転増幅回路で180°，CR移相回路で180°変化させています．

CR移相回路で損失があるので，その分反転増幅回路に利得をもたせています．

移相発振回路は，CR回路の構成方法によって，並列抵抗型と並列容量型の2種類あります．図8は並列抵抗型移相発振回路で，発振周波数は図中の(1)式で決まります．図8の場合は100 Hzの正弦波が得られます．

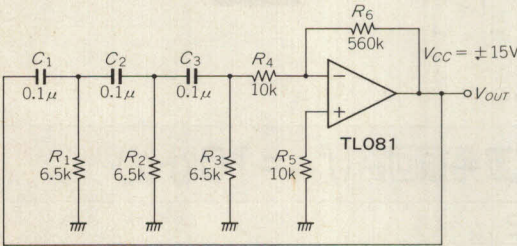
図9は並列容量型移相発振回路です．図8の回路と比較して，CとRが逆になっています．発振周波数は図中の(2)式で決まり，図9の定数では1 kHzです．

なお図中の定数でどうしても発振しないときは，R_6＝560 kΩを調整すると良いでしょう．〈苗手英彦〉

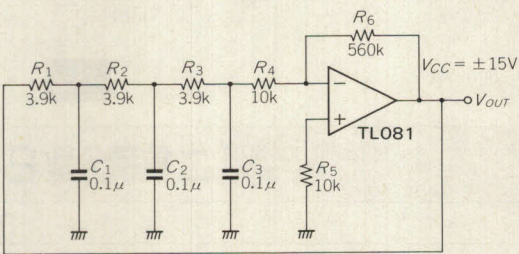
◆参考文献◆

(1) 角田秀夫：オペアンプ回路とその解析，東京電機大学出版局．

（トランジスタ技術　1990年1月号）

〈図8〉並列抵抗型移相発振回路

$$f=\frac{1}{\sqrt{6}}\frac{1}{2\pi C_1R_1}\cdots\cdots(1)$$
$$=\frac{1}{\sqrt{6}}\frac{1}{2\pi\times0.1\mu\times6.5k}$$
$$=100Hz$$

ただし，
$C_1=C_2=C_3$
$R_1=R_2=R_3$

〈図9〉並列容量型移相発振回路

$$f=\sqrt{6}\frac{1}{2\pi C_1R_1}\cdots\cdots(2)$$
$$=\sqrt{6}\frac{1}{2\pi\times0.1\mu\times3.9k}$$
$$=1kHz$$

ただし，
$C_1=C_2=C_3$
$R_1=R_2=R_3$

単連VRで周波数可変できる ブリッジドT型正弦波発振回路(f_{osc}=1k～4kHz)

TL081

図10は，振幅安定化の方法としてリミッタの考え方をもっと発展させたものです．

方形波の発振器は，正弦波よりも作るのが容易です．また振幅の安定化も，電源を安定化させたり，方形波出力を低温度係数のツェナ・ダイオードでクリップさせたりすればきわめて容易です．

そこで，まず方形波を作ってLPFまたはBPFで高調波成分を除去することにより，正弦波を得る方法が考えられます．

固定周波数の場合は，フィルタの周波数設定も確実に行えますが，周波数を連続可変したいときは，方形波発振器とフィルタのf_Cをトラッキング(連動)させなければならず，けっこうたいへんな回路になってしまいます．

そのようなときに，図10のアイデアが光ります．図中のA_1は，ブリッジドT型のバンドパス・フィルタ(単峰特性のセレクタブル・アンプ)で，A_2はゼロ検出用のAC結合コンパレータです．

この回路は，起動時がポイントです．まず電源投入後，発振開始していないとすると，A_2のLM311は0Vを検出して動作するようになっており，ノイズなどで動作してランダムな方形波が出力されます．

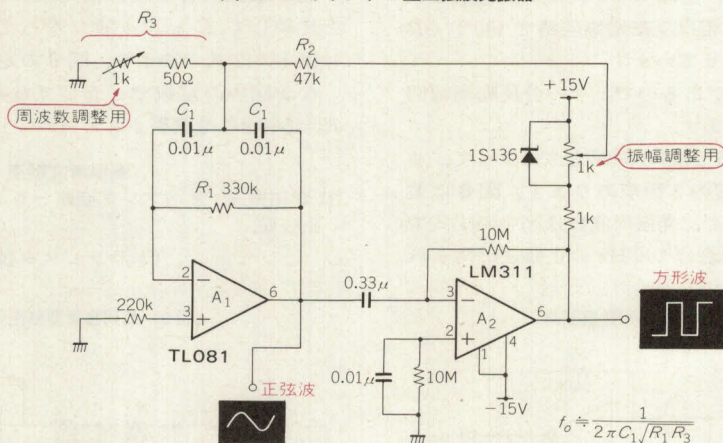
この信号がA_1を通ることにより選択増幅されて，要求周波数のみが再度LM311へ出力されます．このあとは，完全に設定周波数の発振ループとなり，コンパレータ出力は方形波，フィルタ出力は正弦波となります．

発振周波数は図中の定数で，約1k～4kHz弱まで可変可能です．ひずみ率はせいぜい1%程度ですが，フィルタ側ももう少し贅沢にして，Qの高い回路をつくれば，まだまだ改善可能です．

この原理を利用すれば，既存のBPFはどんなものでも容易に振幅の安定化された，正弦波発振器に流用できます．

〈鈴木茂昭〉

(トランジスタ技術　1985年1月号別冊付録)

〈図10〉ブリッジドT型正弦波発振器

sin出力とcos出力が同時に得られる 二重積分型2相正弦波発振回路(f_{osc}=10kHz)

TL082

二重積分型発振回路は非反転型積分回路と反転型積分回路をシリーズに接続した回路で，正弦波と余弦波が同時に得られます(図11)．位相遅れは，非反転型積分回路で90°遅れ，反転型積分回路で270°遅れ(反転回路で180°，積分回路で90°)となり，全体で360°の位相遅れになります．発振周波数f_{osc}は，$C_1=C_2$，$R_1=R_2$とすると，

$$f_{osc}=\frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

$$=\frac{1}{2\pi\times 1000\,\text{p}\times 160\,\text{k}}$$

$$=10\,\text{kHz}$$

となります．

振幅制限はダイオード・リミッタで行っています．

発振振幅 V_0は，

$$V_0=\frac{R_5(R_6)}{R_4(R_7)}\cdot V_{CC}+V_F$$

$$=\frac{10\text{ k}}{15\text{ k}}\times 15+0.7=10.7(\text{V})$$

となります．

なおダイオード・リミッタによる振幅制限では，さほど低ひずみ率は望めませんが，入手性も良く簡単に作れるというメリットがあります． 〈苗手英彦〉

◆参考文献◆

(1) 角田秀夫：オペアンプ回路とその解析，東京電機大学出版局．

(トランジスタ技術　1990 年 1 月号)

〈図 11〉 二重積分型正弦波発振回路

2次LPFと積分回路を組み合わせた 2相正弦波発振回路(f_{osc}=10 kHz)

図 12 は 2 次アクティブ LPF と積分器で構成した 2 相発振器で，sin，cos の関係(0°，90°)をもつ出力が得られる特徴があります．

2 次バタワース LPF はしゃ断周波数において位相が 90°遅れ，出力振幅が $1/\sqrt{2}$に減衰します．

積分回路では 270°遅れ，しゃ断周波数 f_Cにて360°の移相が生じるため，$f_C=f_{osc}$で発振します．

LPF で 3 dB の減衰を生じるので積分器で補償することにし，f_{osc}での利得 A_oを$\sqrt{2}$倍以上としなければなりません．

f_{osc}における積分器の利得 A_oは

$$A_o=1/2\pi(f_{osc}\cdot C_3\cdot R_3)$$

で算出でき，R_3を可変して $A_o>\sqrt{2}$を満足させます．R_3が小さいと出力 2 が波形ひずみを起こし，逆に大きすぎると発振停止となってしまいます．したがって R_3は安定に発振して，ひずみ率の良いポイントに設定するようにします．

〈図 12〉 2 相正弦波発振回路

この方式は周波数連続可変な用途には向いていませんが，スポット周波数発振で，sin，cos 出力を得るときには便利です． 〈稲葉　保〉

(トランジスタ技術　1985 年 11 月号)

簡単な構成で低ひずみ率が得られる 2相正弦波発振回路(f_{osc}=61 kHz)

TL072

正弦波の 2 相発振回路で有名なのは二重積分回路ですが，あまりひずみ率は良くなく，とくに高い周波数で低ひずみ率を得るのは困難です．

ここで紹介するのは，二重積分は行われずに，移相回路と反転積分回路を組み合わせたもので，非常にシンプルな構成で低ひずみ率が得られます．

回路図を図 13 に示します．

積分回路は，周波数によって位相は変わらず増幅度のみが変わり，移相回路は位相のみが変わり，増幅度が変わりません．そこでこの二つを組み合わせると，まったく微妙な調整なしに発振させることができます．

発振周波数は C_1，C_2，R_1，R_2で決まり，sin 出力と cos 出力の振幅が等しくなるためには $R_1C_1=R_2C_2$である必要があります．このため $C_1=C_2$としておき，R_1と R_2に 2 連 VR を使うと，連続的に発振周波数を変化させることができます．

図 13 では $R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$ の固定抵抗として，発振周波数 61 kHz を得ていますが，これを 10 kΩ の 2

連 VR とすれば最高発振周波数が 61 kHz の2相発振回路になるわけです．

振動制限は，移相回路のバランスをサーミスタで保つことによって行います．こうすれば，ひずみ率はOPアンプの特性だけで決まるので，低ひずみ率が簡単に得られます．実測したところ TL072 では 20 kHz 以下なら 0.002 %以下，60 kHz で 0.01 %程度が得られました．さらに高域特性の優れたOPアンプを使うと，より高い周波数まで低ひずみ率を維持できます．また，あまり低ひずみの必要がなければ，ツェナ・ダイオード・クランプや CdS，FET なども使えます．

〈中野正次〉

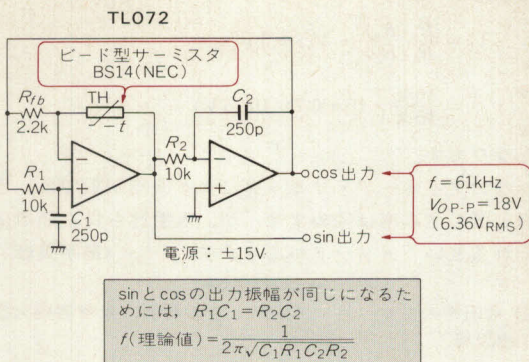
◆参考文献◆

(1) 中野正次；10 Hz～10 MHz 正弦波発振器の製作，トランジスタ技術　1987年12月号，pp.418～420．

（トランジスタ技術　1988年3月号）

〈図13〉低ひずみ2相発振回路

sinとcosの出力振幅が同じになるためには，$R_1C_1=R_2C_2$

$$f(\text{理論値})=\frac{1}{2\pi\sqrt{C_1R_1C_2R_2}}$$

振幅制限にダイオード・リミッタを用いた ステート・バリアブル正弦波発振回路（f_{osc}=1 kHz）

正弦波を発振するものとしてはバンドパス・フィルタがあればよいわけですから，バイクワッド型フィルタを使用したものもあります．図14にバイクワッド型フィルタによる発振回路を示します．

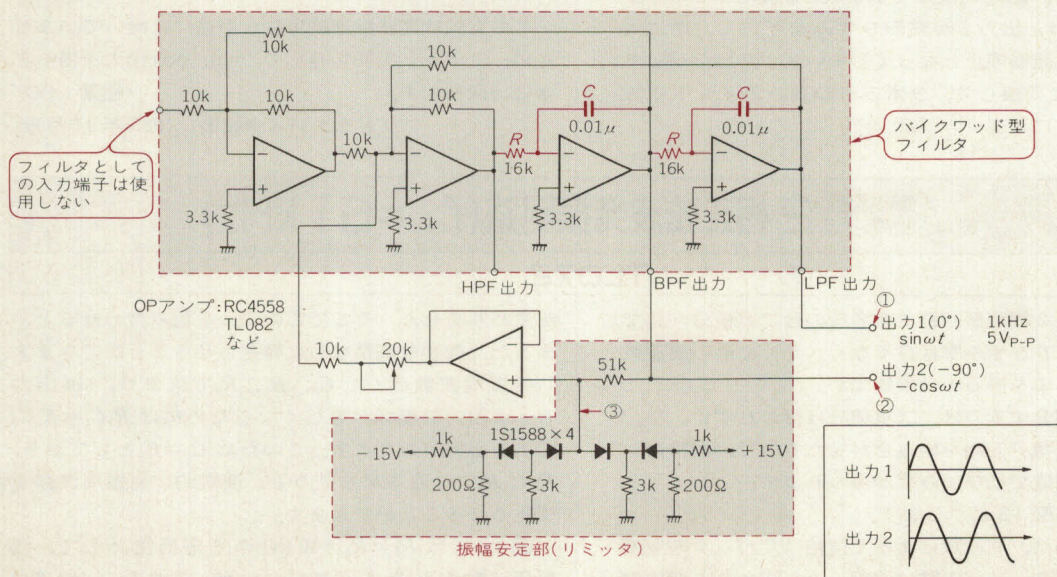
発振周波数は，フィルタのカットオフ周波数と同じく，

$$f_{osc}=\frac{1}{2\pi CR}$$

となります．ここでは f_{osc}=1 kHz に設定してあります．

この回路の特徴は，ローパス・フィルタ，バンドパス・フィルタ，ハイパス・フィルタが同時に得られることですが，これを発振器として使用する場合，90°の位相の異なった波形が同時に得られて，非常に便利です．

また，回路を見るとわかりますが，ローパス・フィ

〈図14〉ステート・バリアブル型フィルタによる発振回路

ルタ出力はバンドパス・フィルタ出力から積分器を通して出力されているため，高調波ひずみが−6dB/octのローパス・フィルタにより改善されます．

リミッタ回路は3次(3倍の周波数)のひずみを発生させるので，単純にひずみは1/3以下になります．

したがって，たんに発振器として使用する場合は，ローパス・フィルタから出力を取り出します．

90°位相の異なった信号が常に得られるというのは，意外に重要なとで，この回路の大きなメリットとなっています．

〈飯田文夫〉

(トランジスタ技術　1986年9月号)

振動制限にFETを用いた ステート・バリアブル正弦波発振回路(f_{osc}=1 kHz)

2SK30A

実用的な発振回路の設計例として，状態変数(State Variable)回路を用いた発振回路をとりあげます．この発振回路は，素子感度(R，Cなどのアンプの特性に変化を与える度合)が低く，高いQが実現でき，積分回路で構成されているため，OPアンプ自身が発生する高調波ひずみを低減できるというメリットをもちます．

ここで，つぎの仕様で回路を設計してみます．

▶ 100 Hz〜40 kHzの任意の発振周波数(可変はしない)

▶発振出力＝10 V_{p-p}以上で高安定

▶ひずみ率はできるだけ小さくする

▶ OPアンプで構成し，±15 V動作

ステート・バリアブル回路はアクティブ・フィルタで用いられていますが，ここでは反転入力を別の積分器出力に接続します．

図15は設計例で抵抗R_2をOPアンプA_2の出力に接続し，発振器のQを可変することにより利得変動を生じさせ振幅の安定化を行います．ここで発振周波数f，Q，増幅度Aは，

$$f=1/2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}$$

$$Q=\frac{R_Q+R_F}{R_Q}\cdot\frac{R_G}{R_F+2R_G}$$

$$A=\frac{R}{R_G}\cdot Q$$

$$=\frac{R_Q+R_F}{R_Q}\cdot\frac{R}{R_F+2R_G}$$

です．

$Q≒1/2\times R_F/R_Q$で近似して，全体のQを10で設計することにすると，

$$R_G=Q\cdot R=10\times10\ \mathrm{k\Omega}=100\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_F=2Q\cdot R_Q$$

とします．ここでR_Qをどれくらいの抵抗値とするかは，使用するFETの特性にも依存しますが，数kΩが最良と判断して，かりに3 kΩとすれば，R_Fは，

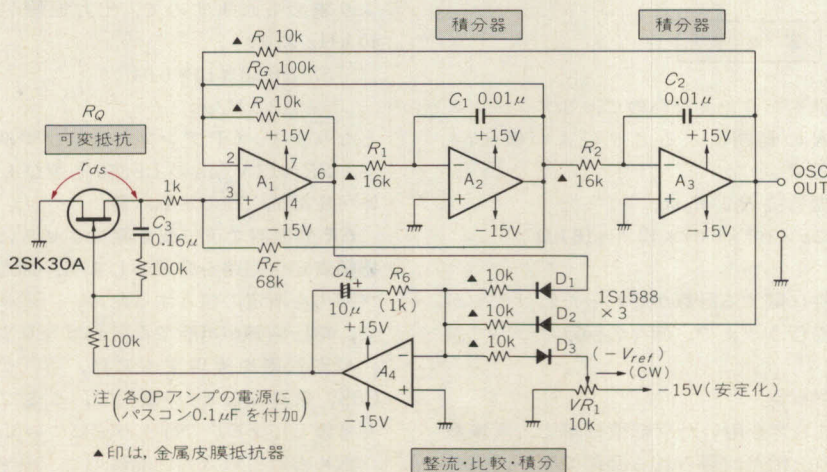
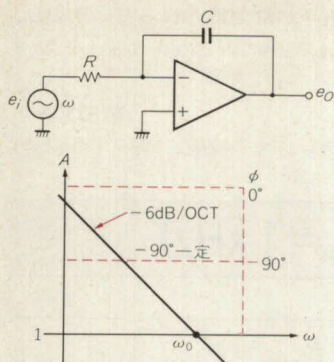
$$R_F=2\times10\times3\ \mathrm{k\Omega}=60\ \mathrm{k\Omega}$$

を目安に設定しておきます．

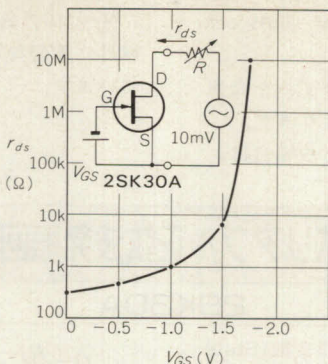
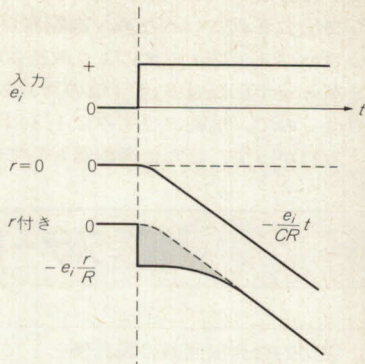
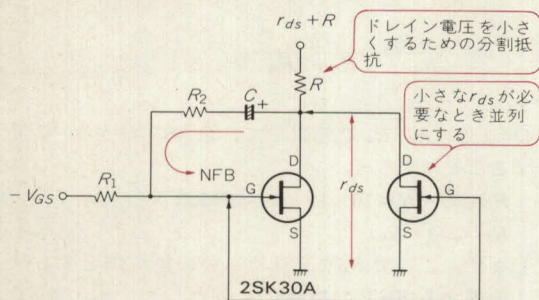
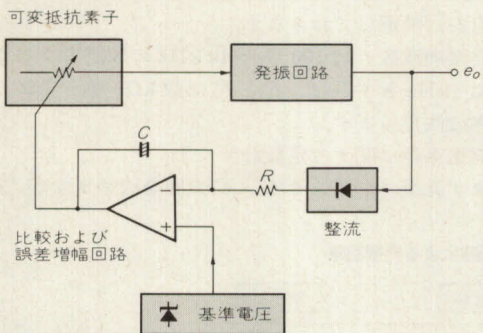
発振周波数fは100 Hz〜40 kHzの範囲ですのでかりに1kHzとすれば，R_1，R_2は数kΩ〜数十kΩの範囲内で決定します．

▶発振条件に関する定数計算

まず発振コンデンサC_1，C_2の値を決めますが，C_1，

〈図15〉ステート・バリアブル回路による発振回路

〈図 16〉 積分回路と特性

〈図 17〉 2SK30A の V_{GS}-r_{ds}特性

〈図 20〉 積分回路の遅れ補償

rを挿入して積分回路の遅れを補償する方法

〈図 18〉 FET に負帰還をかける

〈図 19〉 振幅安定化のブロック図

C_2は中途半端な値をとりたくないので，リアクタンスX_cが先ほどの R の範囲に入るきりのよい値($C_1=C_2=0.01\,\mu$)とします．

したがって発振抵抗 R_1，R_2は，

$$R_1=R_2=1/2\pi\times10^3\times0.01\times10^{-6}\fallingdotseq16\text{ k}\Omega$$

となります．

以上で発振条件に関する計算が終わったわけですが，ほかの定数設定を行ううえで，個々の回路について説明していきます．

▶積分回路の定数計算

図 16 は OP アンプを用いた反転積分器で，周波数に関係なく 90°の位相差が得られる回路ですが，高い周波数では OP アンプの位相遅れが誤差となるので注意します．

増幅度 A は $R=1/(\omega\cdot C)$のとき 1 となり，$\omega/\omega_0>1$ で利得が 1 以下となります．これが高周波ひずみ除去に有効な方式である理由です．

積分器に使用する OP アンプの選定の目安はスルーレート(SR)です．

スルーレートは単位時間内にいくらの傾斜で信号を変化させられるかを表すファクタで，一般に V/μs の単位で表現します．

正弦波をひずみなく出力するためのスルーレート SR は，

$$SR\geqq2\pi\cdot V_{p\text{-}p}\cdot f\,(\text{MHz})$$

より求められますので，出力振幅が 10 $V_{p\text{-}p}$，$f_{max}=40$ kHz より，

$$SR\geqq6.28\times10\times0.04$$
$$\geqq2.5\text{ V}/\mu\text{s}$$

となります．OP アンプ自身のひずみ率特性を考慮して，$SR=13$ V/μs の LF356 を選びます(A_1～A_4)．

▶可変抵抗回路の定数計算

CR 発振器で正弦波を発生させるには，なんらかの振幅安定化回路を必要とします．帰還ループ内のループ利得を所定の値とするため，可変利得増幅器が必要で，電圧制御が可能でなければなりません．

可変利得を実現するには，可変抵抗素子(FET，CdS，乗算器など)が便利で，ここではコスト的な面も考慮して FET で行う方法について検討します．

求められる最大の性能は低ひずみ率で，そのほか，

制御電圧に対して比例関係があることが必要です．

また，フィードバック・ループ内に挿入するので，r_{ds}の温度係数や長期安定度については，ループ利得が大きく，可変範囲にマージンがあれば気にする必要はないでしょう．

図17は，一般的である東芝の2SK30Aについて等価的なドレイン-ソース間抵抗 r_{ds}を実測したものですが，数百Ω～10kΩくらいが扱いやすい範囲といえます．

またドレイン電圧を非飽和の状態で使用するため，大きな電圧を印加することができませんので，ドレイン-ゲート間に負帰還をかけ，扱う振幅を大きくします．

ひずみ率は振幅に比例するので，直列抵抗を挿入して，印加される電圧を小さく(可変範囲を狭く)したほうが低ひずみ化を期待できます．

図18がその例で，ドレイン電圧をゲートに戻します．$R_1 \fallingdotseq R_2$のとき，ひずみ率が最小になるので，ここでは $R_1 = R_2 = 100\ k\Omega$ とします．

C はドレイン端子にDC成分が重畳しないために必要で，最低発振周波数においてリアクタンス X_cが，$X_c \ll R_2$の条件を満足すればよいので，

$$C \geqq \frac{1}{2\pi f\,(0.1 \times R_2)}$$

$$\geqq 0.159\ \mu F$$

となります．R_2に0.1をかけたのは R_2にくらべ10倍以上にリアクタンスを小さくしたいためです．したがって，C は0.16 μFに決めます．

R は R_Q を約3 kΩに見込んでおいたので，r_{ds} (min) = 500 Ω，これに約1 kΩ直列接続して，1.5 k～3 kΩほど可変することにします(多少のカット・アンド・トライの必要あり)．

▶振幅の安定化

発振出力振幅の安定化は発振器にとって重要な性質ですが，図19のような方式で行うと良い結果が得られます．

全体がループになっているので，ループ利得が非常に大きい場合，基準電圧の安定度および整流回路の温度ドリフトが安定度を支配します．

電流回路は出力電圧 e_0の平均値を出力し，基準電圧と比較し誤差分が拡大されて，可変抵抗素子を駆動します．

ループの応答は比較積分回路の時定数で決まり，発振周波数が低いほど長い時定数にしないと不安定になります．

固定周波数の発振では，電源投入後すぐに使用する場合はほとんどないので，安定時間は数秒かかっても問題となりません．

可変周波数発振器の用途では応答を速くしておかないと，ダイヤルを回すごとに振幅がふらついて扱いにくくなります．

積分器は図20の $r=0$ のように遅れを生じ，安定するまでの時間を長く要します．

このため完全な積分器とせず，新たにもうひとつの時定数を追加(C と直列に r を挿入)して，無理にオーバシュートを生じさせ安定時間を短縮します．

r/R でオーバシュート量を調整できますが，波形ひずみに関係するので，必要最小限の r とします(1 kΩ以内が適当)．

時定数はおよそ正弦波の100サイクルを目安とし，100 msと仮定すれば，$f = 1\ kHz$ では $R = 10\ k\Omega$ で，

$$C \fallingdotseq \frac{t}{R} = \frac{100 \times 10^{-3}}{10 \times 10^3} = 10\ \mu F$$

となりますが，安定時間が許す限り時定数を長く設定します．

〈稲葉　保〉

(トランジスタ技術　1985年11月号)

方形波発振器とSCF IC LMF60を組み合わせた 正弦波発振回路(f_{osc}=0.2～15 kHz)

LMF60　HC390

オーディオ用の正弦波発振器の製作記事のほとんどはウィーン・ブリッジ型発振回路を採用したものとなっています．これは回路が比較的簡単で，低ひずみであり，また確実に発振することが大きな理由です．

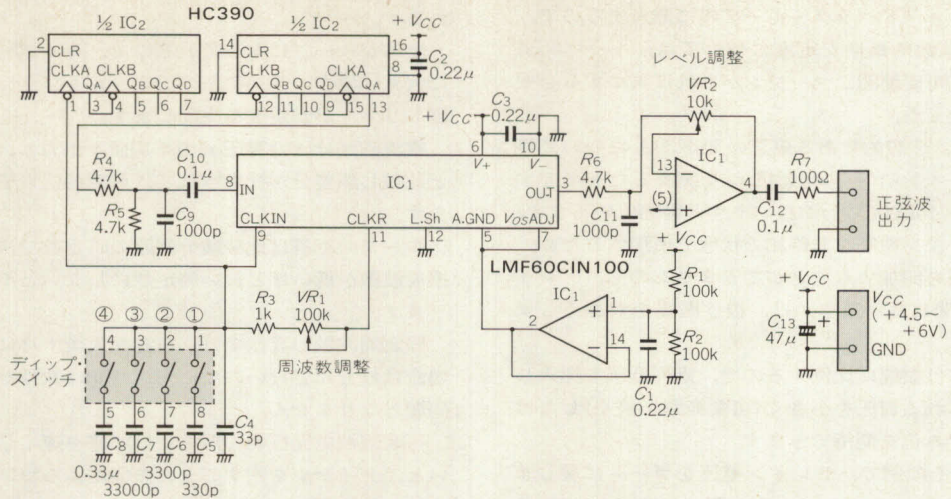
ここでは少し発想を変え，方形波をフィルタ回路に通して正弦波を作る方法を紹介します．

図21に回路図を示します．主役はLMF60というICです．LMF60の外観，内部ブロック図とピン配置を図22(a)～(c)に示します．

このICはフィルタの回路部分のほかに汎用のOPアンプ2個と CR の発振回路を内蔵しています．今回はこれらを余すことなく利用します．さらにCMOS ICの特徴である低消費電力を活かして，乾電池3～4本で動作させることを考えています．もちろんロジック回路用の+5 Vでも動作可能です．

今回はLMF60の100タイプを使用し，CR 発振回路の部分は必要な正弦波の周波数の100倍の周波数で発振するように設計しました．

オーディオ用の発振器ですので，20 Hz～20 kHzの連続可変で出力を出したいところですが，今回は，電源電圧を低めに設定したため，上限が約15 kHzまでとなってしまいました(実測値)．

〈図21〉スイッチト・キャパシタ・フィルタ IC LMF60 を使用したオーディオ正弦波発生器の回路

〈図22〉スイッチト・キャパシタ・フィルタ IC LMF60(6次バタワース型ローパス・フィルタ)の構成

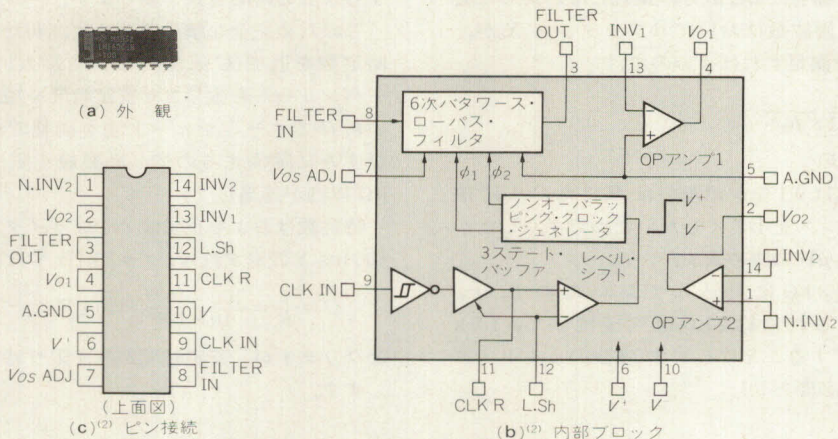



表2に *CR* 発振器の発振可能範囲を示します．最大 2.6 MHz〜最小 20 Hz 程度まで発振可能となっています．

フィルタの入力信号はこの *CR* 発振の出力をカウンタ IC で 1/100 に分周したものを与えます．今回は 10 進カウンタが2個入っている 74HC390 を使用しました．最終出力のデューティが 50 %となるように，2段目のクロックは A と B を逆にしています．

この 74HC390 の出力は方形波ですので，これをフィルタに通すことにより，正弦波を作り出しています．

方形波は基本波に対し奇数次の高調波が乗っているもので，周波数スペクトルは図23のようになっています．これを正弦波にするには，高調波成分を切り捨ててしまえばいいわけです．

LMF60 は6次のバタワース型のローパス・フィルタで，振幅特性は図24のようになっています．

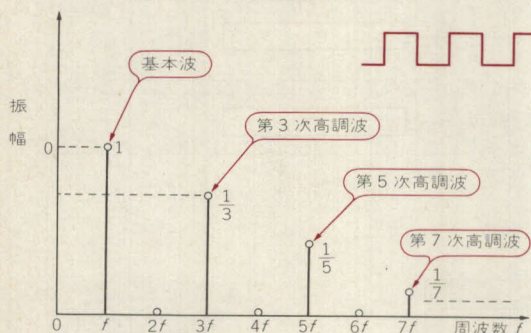
これから第3次高調波は基本波に対し約 57 dB 減衰することがわかります．これにもともとの振幅の比の−9.51 dB を加えると−66.5 dB 確保できることになります．第5次以上の高調波はさらに大きく減衰しているので無視できるレベルになります．SCF 特有のサンプリング・ノイズや，クロック信号の漏れなどを考えあわせても目標の−60 dB は確保できそうです．

さらにこの回路のおもしろい点は，フィルタのカットオフ周波数を決定するクロックを 100 分周したものをフィルタの入力としているので，入力信号にカットオフ周波数が追従して変化することです．通常の OP アンプを使用したアクティブ・フィルタでは，このような簡単な回路では実現できません．

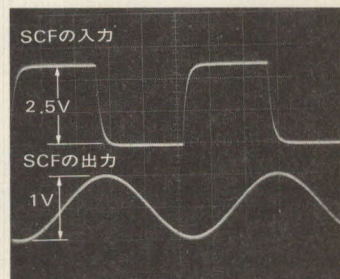
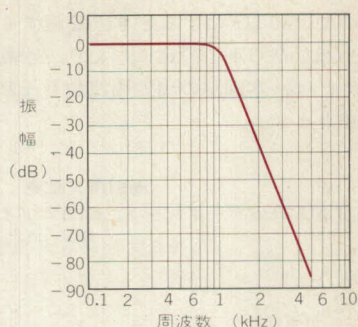
写真3に出力を 10 kHz としたときの LMF60 の入力波形(8番ピン)と出力波形(4番ピン)を示します．方形波が美しい正弦波となっていることがわかります．

〈表 2〉 ディップ・スイッチの設定と発振範囲(実測値)

ディップ SW の状態	合成容量 (pF)	発振可能範囲 (kHz)
すべて OFF	33	2670～165
1 のみ ON	360	622～18.3
2 のみ ON	3300	89.3～2.1
3 のみ ON	33000	9.11～0.20
4 のみ ON	330000	0.91～0.02
すべて ON	370000	0.82～0.01

〈図 23〉 方形波の周波数スペクトル

LMF60 のクロック比が 1：50 のもの (LMF60CIN50) を使用し，電源電圧を±5 V で使用すると 30 kHz までのカットオフ周波数で使用できますので，さらに発生周波数帯域を高域まで拡張することができます．このとき 74HC390 の分周比は 1/50 にします．

〈末木　豊〉

〈図 24〉[1] カットオフ周波数が 1 kHz のときの LMF60 の振幅特性

〈写真 3〉 オーディオ正弦波発生器の波形(20 μs/div)

◆引用文献◆

(1) ナショナルセミコンダクター，データシート，LMF60.
（トランジスタ技術　1990 年 9 月号）

プログラマブル正弦波発振器 ML2035 を用いた 正弦波発振回路(f_{osc}=50/60 Hz)

ML2035 HC4060 HC165

ML2035(マイクロリニア社)は，DC から 25 kHz の正弦波信号を発振できるモノリシック IC です．外形は 8 ピンの DIP で，外部クロック f_{CLKIN} あるいは水晶発振子によるクロックと出力周波数を決める 16 ビットのシリアル・データを与えるだけで，任意の周波数の正弦波を発生させることができます．

特徴はつぎのとおりです．

▶出力周波数がプログラマブル
▶周波数設定分解度：f_{CLKIN}＝12 MHz で 1.5 Hz
▶高調波ひずみ率：−45 dB(max)
▶出力電圧振幅：± V_{CC}/2
▶外部コンポーネントが不必要
▶消費電力：50 mW(max)
▶パワーダウン機能

図 25 に ML2035 のブロック図とピン接続，**写真 4** に外観，**表 3** にピン機能を示します．

出力周波数は 3 番ピンに入力される 16 ビットのシリアル・データで設定され，つぎの式で表すことができます．

$$f_{OUT} = \frac{f_{CLKIN} \times (D_{15} \sim D_0)}{2^{23}}$$

また，周波数の分解度は最低周波数と等しくつぎの式で表せます．

$$\Delta f_{\min} = \frac{f_{CLKIN}}{2^{23}}$$

したがって，低い周波数を発生させるためにはクロック周波数を下げる必要があります．

ML2035 はプログラマブルに出力周波数を変えることができますが，一般的には出力周波数を固定して使います．**図 26** に NTSC カラー・バースト用水晶振動

子を使った50 Hz/60 Hzの発振回路を示します．

HC165のA〜H入力の設定は50 Hzになっているので，60 Hzにするときは変更する必要があります．当然ながら別の設定にしたり，水晶の発振周波数を変えれば，本回路の出力周波数も任意の値にすることができます．

〈町田　博〉

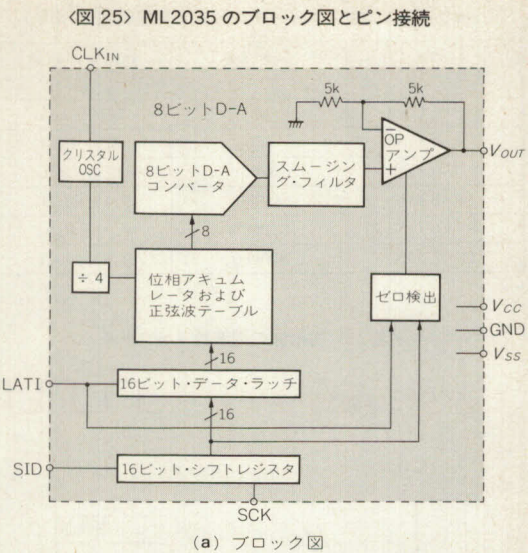
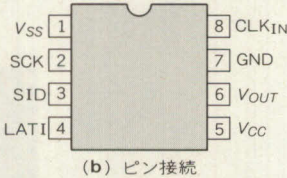
◈引用文献◈

(1) ML2035データシート，㈱日本アイ・シー．

（トランジスタ技術　1991年9月号）

〈図25〉ML2035のブロック図とピン接続

(a) ブロック図

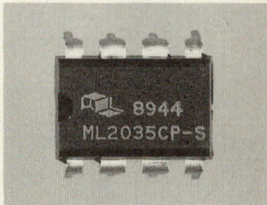
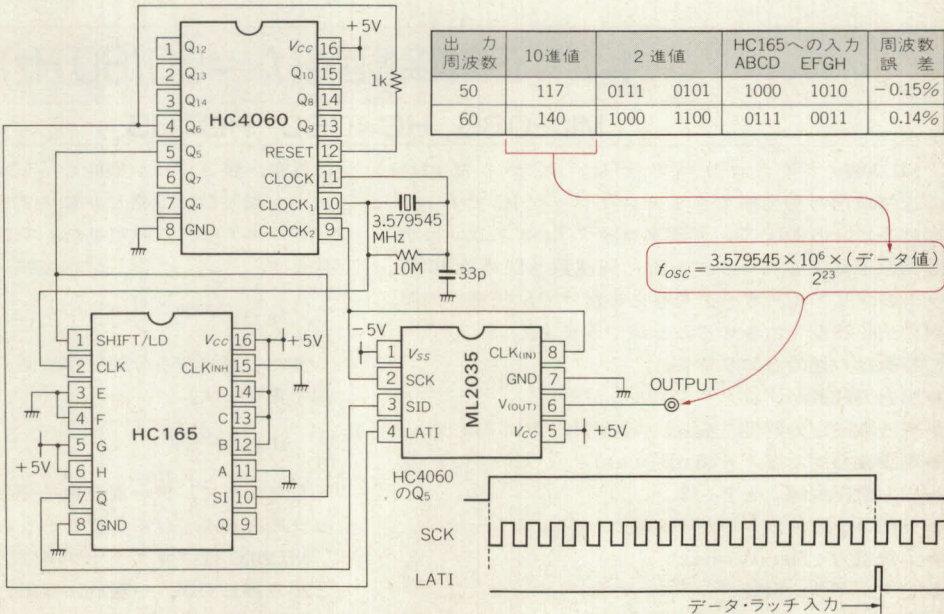
(b) ピン接続

〈表3〉ピン機能

番号	名称	機　　能
1	V_{SS}	マイナス側電源（−5 V±10 %）
2	SCK	シリアル・データ用クロック（立ち上がりで取り込み）
3	SID	シリアル・データ（出力周波数をプログラムするデータ）
4	LATI	シリアル・データのラッチ（立ち上がりで取り込み）
5	V_{CC}	プラス側電源（+5±10 %）
6	V_{OUT}	アナログ出力（振幅± V_{CC}/2）
7	GND	グラウンド
8	CLK_{IN}	クロック入力 （水晶発振子は3〜12 MHz．グラウンド間に挿入）

〈写真4〉ML2035の外観

〈図26〉
応用回路

出力周波数	10進値	2進値		HC165への入力 ABCD	EFGH	周波数誤差
50	117	0111	0101	1000	1010	−0.15%
60	140	1000	1100	0111	0011	0.14%

$$f_{osc}=\frac{3.579545\times10^6\times(\text{データ値})}{2^{23}}$$

乗算器ICを使用した 低ひずみ正弦波発振回路

正弦波発生回路の中にはsin出力とcos出力の両方をもつ，2相発振回路というものがあります．このsin出力とcos出力を**図27**(a)のように2乗回路(乗算器ICの2乗モードを使用)につなぐと出力電圧 V_{OUT} は次式になります．

$$V_{OUT}=(A^2/10)(\sin^2 X+\cos^2 X)$$
$$=A^2/10 \quad \cdots\cdots(1)$$

(1)式より V_{OUT} は一定電圧になります．すなわちリプルは生じません．

図27(b)は**図27**(a)の回路を状態変数型正弦波発生回路に応用した例です．別に状態変数型でなくても，sinとcos出力をもつ正弦波発生回路であればなんでも利用できます．

図のように振幅制限回路の出力は出力電圧設定用 V_C と比較され，その積分値は乗算器IC M_3 の制御電圧として入力されます．M_3 はOPアンプ A_3 からの正帰還量をコントロールして，発振を安定にします．

この回路の出力電圧 A は，

$$A^2/10=V_C$$

より，

$$A=\sqrt{10\ V_C} \quad \cdots\cdots(2)$$

です．

乗算器を発振回路の帰還ループ内に入れると，発振周波数も制御することができます．**図28**にその一例を示します．

この回路の発振周波数 f は，

$$f=(V_C/10)(1/2\pi RC) \quad \cdots\cdots(3)$$

になります．すなわち，V_C で発振周波数を可変することができます．

また，発振周波数の可変範囲は使用する乗算器のダイナミック・レンジで決まりますが，通常100倍程度は可能です．

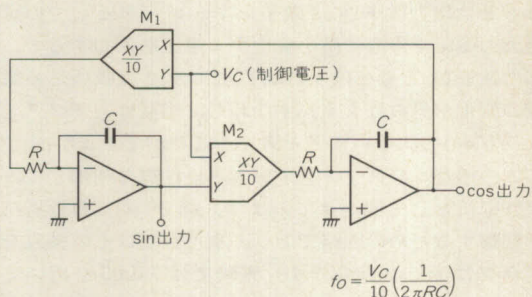
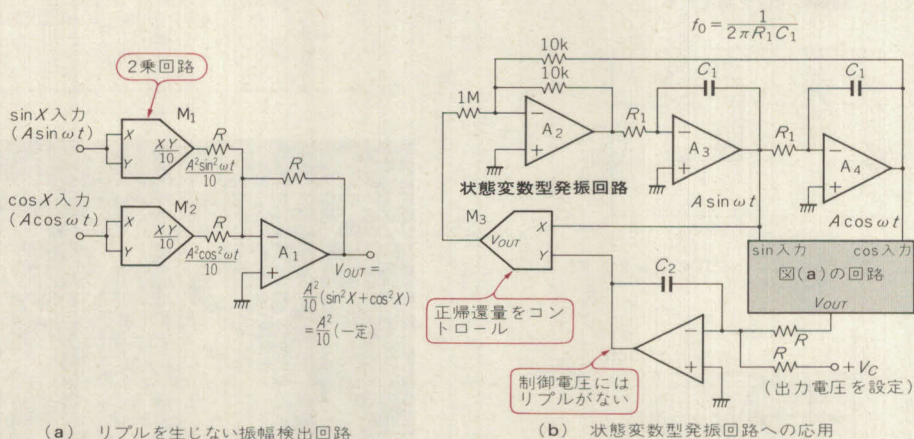
〈松井邦彦〉

（トランジスタ技術　1991年4月号）

〈図28〉 正弦波発振回路への応用

〈図27〉 乗算器ICを使用した低ひずみ正弦波発振回路

(a) リプルを生じない振幅検出回路

(b) 状態変数型発振回路への応用

3端子レギュレータICを使った発振器(f_{osc}=500 kHz)

78L05

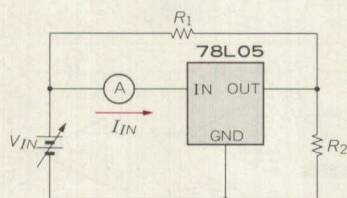
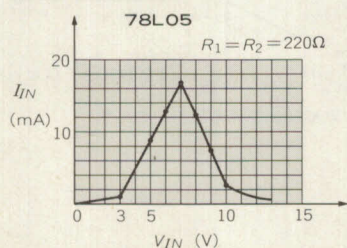
3端子レギュレータICの入力変動や，負荷変動に対する出力電圧の変化はたいへん小さいものです．

出力電圧が少し下がれば3端子の入出力間インピーダンスは下がり，また逆に，出力電圧が少し上がれば入出力間インピーダンスは上がります．つまり，出力電圧のわずかな変化に対して大きなインピーダンスの変化をします．

そこで，3端子レギュレータICの出力端子を入力端子と考え，また入力端子を出力端子と考えてみます．新しく出力端子となった端子は電流を吸い込む端子ですが，オープン・コレクタ出力と同様に考えることができます．

こうしてできた新しい回路において，入力端子(もともとは出力端子)に3端子レギュレータとしての定格出力電圧を中心に微小変化する電圧を入力すると，出力端子(もともとは入力端子)では大きな吸い込み電流の変化が見られます．すなわち，相互コンダクタンス(di/dv)の大きい素子と考えることができます．

この相互コンダクタンスが大きい性質を利用して，負性抵抗として働かせてみます．**図29**(a)は負性抵抗を観察するための回路であり，また図(b)はその結果をグラフに示したものです．実験では78L05を用いています．

〈図29〉3端子レギュレータICを使って回路の特性を測定する

(a) 3端子レギュレータICのコンダクタンス測定回路

(b) 入力電圧と入力電流の関係

電圧が7～10 Vの範囲で負性抵抗特性を示しているのがわかります．また，この特性は二つの抵抗の値により変化します．

つぎにこの負性抵抗特性を利用して，簡単な発振器を作ってみます．

図30に回路図を示します．図中のIN，OUT，GNDはレギュレータICのもともとの入力，出力，グラウンド端子です．発振周波数はL_1とCで決まりますが，ICのもつ容量成分も影響するので，正確には計算で求められませんが，ほぼ，

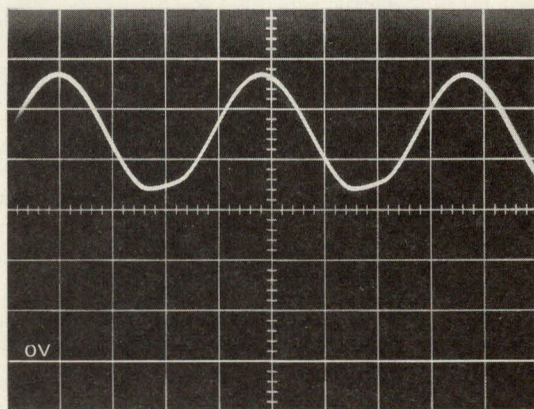
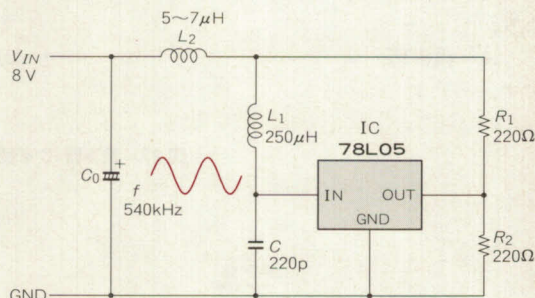
$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}}$$

になると考えとよいでしょう．

発振波形を**写真5**に示します．波形は目で見てもひずんでいるのがわかりますが，遊び用の発振器としては使えるでしょう．

〈佐藤守男〉

(トランジスタ技術　1991年5月号)

〈図30〉3端子レギュレータICを使った発振器

〈写真5〉コンデンサC両端での発振波形
(X軸：0.5 μs/div，Y軸：2 V/div)

周波数調整可能なLC発振回路(f_{osc}=10 M~25 MHz)

2SC1906　1SV149

図31に本回路のブロック図を示します．発振回路の型式はハートレー回路にしました．Tr_1が発振用のトランジスタで，Tr_2がバッファ用トランジスタです．

バッファ回路は，発振回路に直接負荷がつながると，発振回路の動作が影響されるので，それを防ぐ回路です．

図32は製作する発振器の回路図です．ハートレー発振回路で，周波数を変化させるためにバリキャップを使っています．

● 発振周波数の決定

ハートレー発振回路で，発振周波数が10 M～20 MHzになるように設計します．発振用コイルLには，ハムバンド・コイル(FCZ研究所)のFCZ21-10を使います．

並列に接続する静電容量は，AM電子同調用バリキャップ1SV149を使いました．同じような特性の1SV100でも同様に使えます．

バリキャップ1SV149は，逆電圧1～9 Vに対して容量は500 p～20 pFに変化します．

そこで，バリキャップに680 pFのコンデンサを直列接続し，バリキャップに加わる逆電圧V_Rを2 Vにします．このときのバリキャップの容量は300 pFです．したがって合成容量は208 pFになるので，共振周波数f_{min}は，

$$f_{min}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$=\frac{1}{2\pi\sqrt{1.45\times10^{-6}\times208\times10^{-12}}}$$

$$=9.16\ \text{MHz}$$

つぎにバリキャップに加わる逆電圧V_Rを9 Vにしたときの合成容量は約19.4 pFになるので，

$$f_{max}=\frac{1}{2\pi\sqrt{1.45\times10^{-6}\times19.4\times10^{-12}}}$$

$$=30.0\ \text{MHz}$$

したがって，計算では発振周波数は9.16 M～30.0 MHzになります．

● 帰還量の調整

発振器の調整は，帰還量を調整するための半固定抵抗VR_2で行います．VR_2を大きくしていくと帰還量が小さくなり，発振が停止するところがあります．ここが閉回路ループで$A\beta=1$となる点です．

この点よりVR_2をまわして抵抗値を小さくしていくと帰還量が増えるので，$A\beta>1$になり，発振を開始します．しかし，VR_2の値を小さくして帰還量を増やしすぎると，波形がひずんできます．

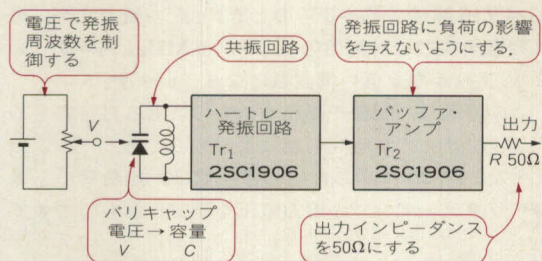
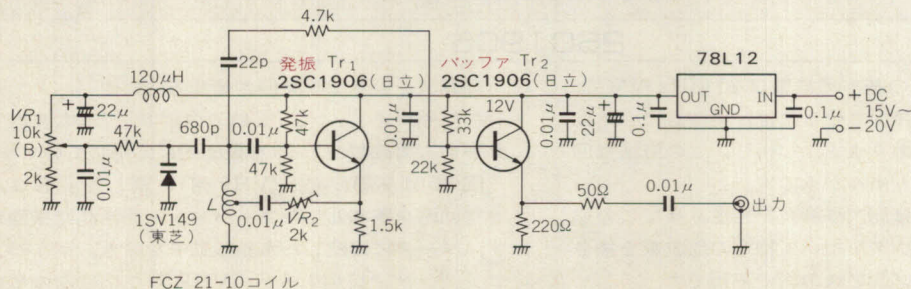
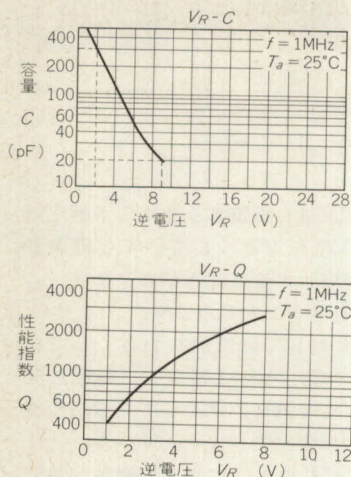
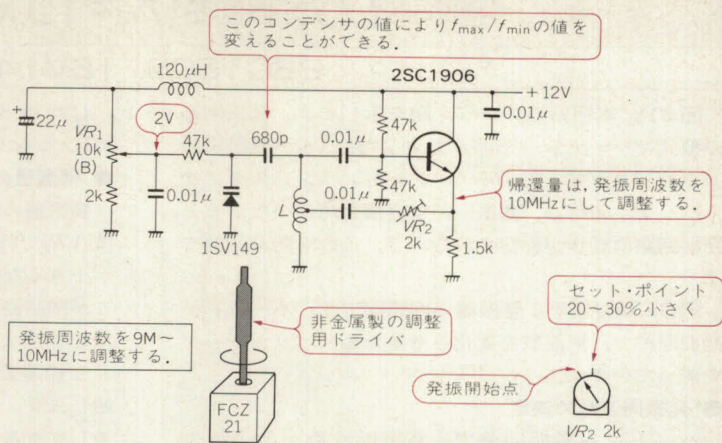
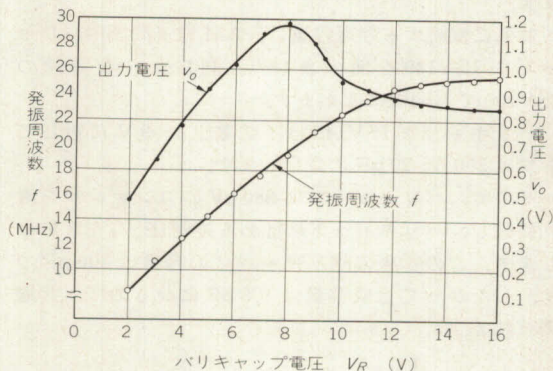
ところで，図33に示したように発振周波数が最低周波数のときにバリキャップの容量が最大値になる反面，Qの値は最小値になります．したがって，発振しにくくなります．

そこで，発振周波数を最低周波数f_{min}にして，VR_2の値を発振開始点の$A\beta=1$の点から20～30 %くらい小さめにセットするようにします．

● 発振周波数範囲を調整する

図34のようにして，発振周波数が10 M～20 MHzになるように調整します．

まず，VR_1を左端までまわしてバリキャップにかかる電圧が最小電圧になるようにします．このときの電圧は約2 Vになります．この状態でコイルLのコア

〈図31〉 LC発振器のブロック図

〈図32〉 LC発振器の回路図

〈図33〉バリキャップ 1SV149 の特性

〈図34〉LC 発振器の調整

をまわして，発振周波数を 10 MHz に調整します．

また，VR_1を右側までまわすと 12 V になるので，このときの発振周波数が 20 M～30 MHz になっていることを確かめておきます．

さらに，発振周波数の変化比 f_{max}/f_{min} を大きくしたいときは，バリキャップに直列接続してあるコンデンサ 680 pF を大きく，たとえば 1000pF に交換します．

● *LC* 発振器の特性

図35はバリキャップに加わる電圧 V_Rと発振周波数f および出力 v_oの特性です．V_R=2 V のときの発振周波数を約 9.2 MHz に調整したとき，V_R=12 V のときの発振周波数は約 24.5 MHz になりました．

計算値とくらべてみると，最低発振周波数は計算値 f_{min}=9.16 MHz(V_R=2 V のとき)と近い値ですが，最高発振周波数は計算値の f_{max}=30.0 MHz(V_R=9 V のとき)よりかなり低い周波数になっています．

この原因は，配線や部品そのものにある分布容量やトランジスタの電極間容量によるものです．

また，図35に示した出力電圧値は，無負荷のときのバッファ・アンプの出力電圧を測定したものです．

〈図35〉発振周波数と出力電圧

発振周波数が低いところでは発振出力電圧が小さくなっていますが，これは発振周波数が低いとき，すなわち V_Rの値が小さいときには，バリキャップの Q が低くなり共振回路での損失が増えてしまうことによるものです．

〈鈴木憲次〉

(トランジスタ技術　1990 年 9 月号)

オーバ・トーン発振でスプリアスの小さい 高周波水晶発振回路(f_{osc}=95 MHz)

2SC1906

一般の水晶振動子の基本周波数は 20 MHz 程度で，これ以上の周波数で発振させるには，周波数てい倍回路を付加する方法があります．しかし，この方法は回路が複雑になり調整もめんどうです．

本来，てい倍回路は高次高調波を発生させてこの中から同調回路やフィルタを用いて特定の周波数を抜き取っているので，スプリアスの面で不利です．

高調波をいきなり発振させる方法にオーバ・トーン発振回路があり，水晶振動子の副共振(基本波以上に共振する周波数がある)を積極的に応用しています．

図36は高周波発振(VHF 帯)に適した変形コルピッツ回路を基本としたオーバ・トーン水晶発振回路です．ベースに接続した水晶振動子を除き，バイパス・コンデンサで接地すると，VHF 帯でなじみの多いコ

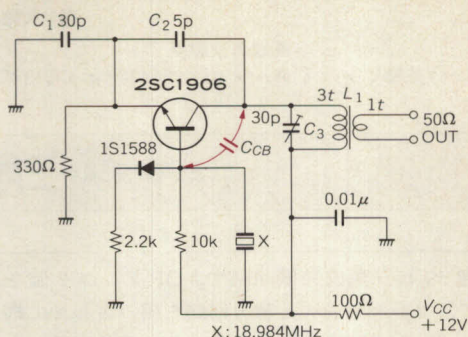
ルピッツ発振回路になることがわかります．

この回路で重要な点は，トランジスタのトランジション周波数f_Tが，オーバ・トーン周波数より十分高くなければならないことです．ここではf_T=600 MHzの2SC1906を使用していますが，より高い発振器ではf_T=3.5 GHzの2SC2408などを使用します．

トランジスタのバイアス電流によってf_Tが変化するので，5〜10 mA程度のコレクタ電流を設定します．

ベースに接続したダイオード(1S1588)は本来の動作とは関係ありませんが，減電圧や温度特性改善のため付加してあります．こうすることにより同一回路定数でも V_{CC}=5 V でも発振します(ただし，出力増幅が低下)．

LC 共振回路の共振周波数は目的とするオーバ・トーン次数(3，5，7，9*f*)に合わせる必要があります．このため，インダクタンス L_1を可変するか，C_3をト

〈図36〉94.92 MHz 5次オーバ・トーン回路

リマ・コンデンサにしてチューニングします．

ベースへの帰還はトランジスタのコレクタ-ベース間の電極間容量 C_{CB}を介して行われます．〈稲葉　保〉

(トランジスタ技術　1991年9月号)

出力レベル調整可能な 高周波水晶発振回路(f_{osc}=80 MHz)

2SC945　1SV80

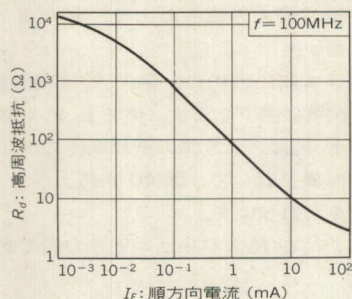
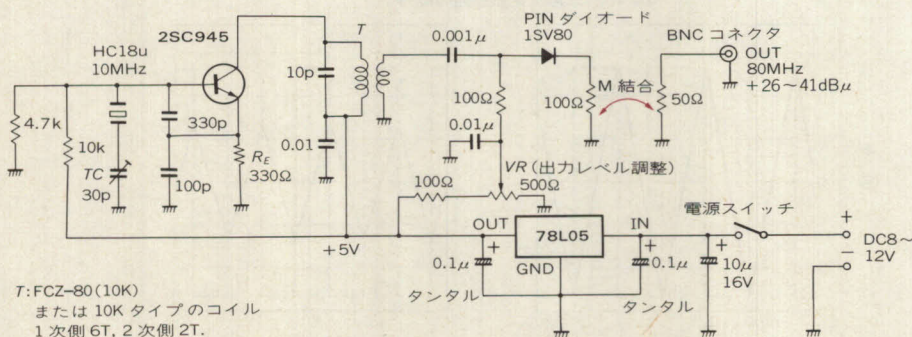
図37のように，10 MHzの水晶発振器を8てい倍して80 MHzを取り出しています．出力レベルは，PINダイオード1SV80に加える順方向電流の値で可変できます．この回路の出力レベル可変範囲は15 dB程度でした．

PINダイオードには，高周波の整流作用はなく，図38に示すように順方向電流の値により変化する抵抗として働きます．この性質を使って出力レベル調整をしています．

完成したSGをケースに収めてから，出力レベルの基準値を決めます．

出力端子付近の抵抗100 Ωと50 Ωを1回巻きのコイルとし，抵抗の位置を動かして結合係数を変化させ基準値を合わせます．

もし，目的の基準レベルにならなかったら，発振回路の抵抗 R_Eを150〜470 Ωの範囲で変化してみます．

〈図38〉PINダイオードの特性

〈図37〉80 MHz高周波発振回路

製作した簡易SGの可変範囲は＋26～＋41 dBμ でした．

〈鈴木憲次〉

◆参考文献◆

(1) 山村英穂；トロイダル・コア活用百科，CQ出版㈱，1983年．

(2) 鈴木雅臣；新・低周波/高周波回路設計マニュアル，CQ出版㈱，1988年．

（トランジスタ技術　1990年5月）

方形波も同時に得られる 三角波発振回路(f_{osc}=25 Hz)

TL082

図39は三角波発振回路で，OPアンプ2個を使用して，コンパレータと積分回路を組み合わせて構成し，コンパレータで方形波を発生させ，積分回路で方形波を三角波にします．V_Sから方形波，V_{out}から三角波が出力されます．

V_Sはコンパレータの出力なので，プラス側かマイナス側の飽和電圧になっています．図40(a)のように，はじめマイナス側の飽和電圧になっているとすると，この電圧は積分回路を通過し，V_{out}にはプラスの方向に上昇します．

一方V_rとV_sとV_{out}間の電圧をR_2とR_3で分圧した電圧になります．いま，V_sはマイナス側の飽和電圧の状態を維持しているので，V_{out}が上昇するとV_rも上昇します．

そしてV_rが0Vを超えると，V_sは反転してプラス側の飽和電圧になります．このとき，V_sとV_{out}の電圧は，とり得る最大の電圧なので，V_rもまた最大の電圧になります．

そしてプラス側に飽和した電圧V_sは積分動作を始め，V_{out}は次第に降下します．するとV_rも降下し，0Vを過ぎるとV_sはプラス側の飽和電圧に反転します．以上の動作を繰り返して，図40(a)のような方形波および三角波を出力します．

図40(b)はR_3がR_2より小さいときの例です．

この場合V_{out}が上下の飽和電圧に達する前にV_rが0Vをよぎるので，三角波の振幅は$R_3=R_2$の場合にくらべて小さくなります．

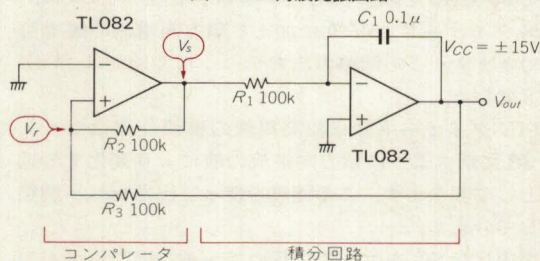
R_3がR_2より大きいと，V_rが0Vにならず発振しません．

〈苗手英彦〉

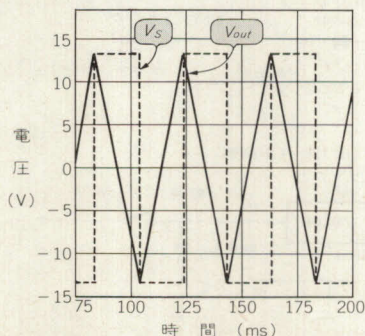
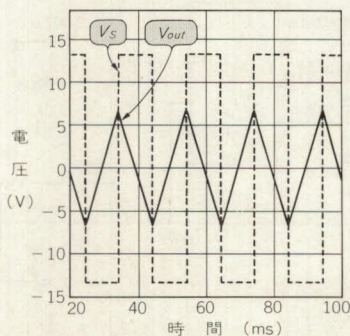
◆参考文献◆

(1) 角田秀夫；オペアンプ回路とその解析，東京電機大学出版局．

（トランジスタ技術　1990年1月号）

〈図39〉三角波発振回路

$$f=\frac{1}{4C_1R_1}\times\frac{2}{R_3}=\frac{1}{4\times0.1\mu\times100k}\times\frac{100k}{100k}=25\text{Hz}$$

$$V_{out\,P\text{-}P}=\frac{R_3}{R_2}V_{S\,P\text{-}P}$$

〈図40〉三角波発振回路の動作

(a) $R_3=100\text{k}\Omega$　(b) $R_3=50\text{k}\Omega$とした場合

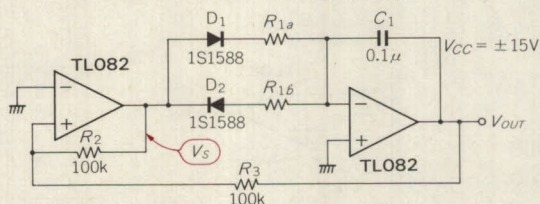
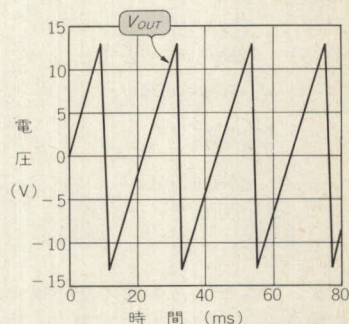
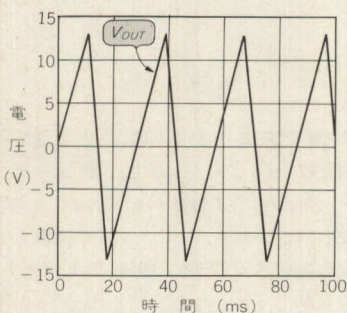
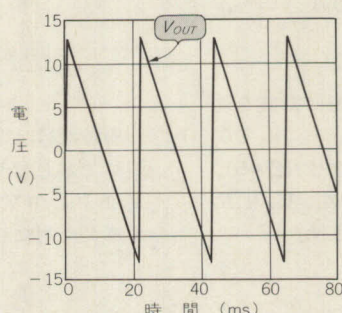
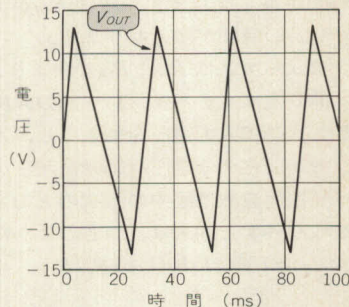
方形波も同時に得られデューティも可変できる のこぎり波発振回路(f_{osc}=25 Hz)

TL082 1S1588

〈苗手英彦〉
(トランジスタ技術　1990 年 1 月号)

図 41 はのこぎり波発振回路です．

動作はダイオードをなくして R_{1a}，R_{1b}を 1 本にまとめた三角波発振回路とほぼ同じで，V_sが上側飽和電圧のとき，のこぎり波の立ち下がりの速さを決めるのが R_{1a}で，V_sが下側飽和電圧のとき立ち上がりの速さを決めるのが R_{1b}です．図 42 に R_{1a}，R_{1b}の値を変えたときの動作を示します．

〈図 41〉 のこぎり波発振回路の動作

〈図 42〉 のこぎり波発振回路の動作

(a) R_{1a} = 5.1kΩ, R_{1b} = 100kΩ

(b) R_{1a} = 39kΩ, R_{1b} = 100kΩ

(c) R_{1a} = 100kΩ, R_{1b} = 5.1kΩ

(d) R_{1a} = 100kΩ, R_{1b} = 39kΩ

OP アンプを使った最も簡単な 方形波発振回路(f_{osc}=500 Hz)

TL081 1S1588

図 43 はよく使われる代表的な方形波の発振回路の例です．

R_1とC_1の時定数により発振周波数は自由に選択できますが，おおよそ数kHzから数百kHzといったところです．図43の定数でトランジェント解析を実行した結果が図 44 です．500 Hz の方形波が得られます．

動作原理ですが，図 44 のように OP アンプの出力がプラス側の飽和電圧＋V_{OUT}になっている場合，コンデンサ C_1 (V_c点)は＋V_{OUT}から抵抗 R_1を通して充電されます．

このとき V_{ref}は，

$$V_{ref} = R_2 \cdot V_{OUT} / (R_2 + R_3) \quad \cdots\cdots(4)$$

になっています．したがって V_cは(1)式になるまでこの状態が続き，(4)式を超えると出力はマイナス側の飽和電圧 $-V_{out}$になります．このとき V_{ref}は，

$$V_{ref} = R_2 \cdot V_{OUT} / (R_2 + R_3) \quad \cdots\cdots(5)$$

となります．

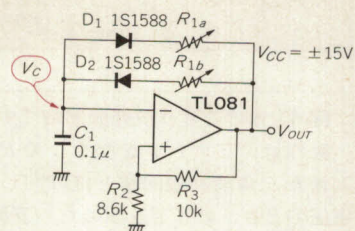
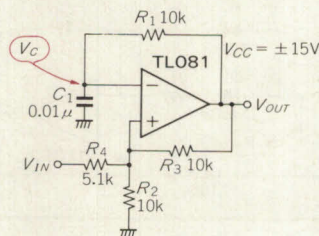
そこで今度は，V_cが(5)式に達するまでコンデンサ C_1は反対の極性に充電が開始されます．

これを繰り返すことにより，方形波の発振回路になります．したがって，R_2と R_3によっても周波数を変えることができますが，安定した発振を得るためには V_cが飽和状態になるまでに(充電特性がフラットに近くなる)動作点を設定します(つまり，V_{ref}を V_cの飽和電圧より小さくするということ)．

図 43 の回路では，デューティはほぼ 50 %になり

〈図 43〉 方形波発振回路
（非安定マルチバイブレータ）

〈図 44〉 各部電圧波形

〈図 45〉 デューティを変化させる場合

〈図 46〉 電圧制御発振回路

V_{IN}	f
0V	9.8kHz
± 5V	9.4kHz
±10V	8.3kHz
±15V	6.3kHz

$$f=\frac{1}{C_1R_1\left\{\ln\dfrac{(R_2R_3+2R_2R_4+R_3R_4)^2V_{OUT}{}^2-(R_2R_3)^2V_{IN}{}^2}{(R_2R_3+R_3R_4)^2V_{OUT}{}^2-(R_2R_3)^2V_{IN}{}^2}\right\}}\cdots(6)$$

ます．デューティを変えたい場合には，**図 45** の回路を使うとよいでしょう．R_{1a}とR_{1b}により，充電の時定数を変えます．R_{1a}がR_{1b}より大きいと，$-V_{OUT}$の時間が長くなります．逆にR_{1a}がR_{1b}より小さいと，$-V_{OUT}$の時間が短くなります．

デューティは$R_{1b}:R_{1a}$で決まります．

非安定マルチバイブレータの非反転入力に抵抗を追加し，制御入力電圧を加えると，入力電圧によって周波数が変化する電圧制御発振回路ができます(**図 46**)．

発振周波数は図中の(6)式のとおりですが，V_{in}とR_4を取り外すと(6)式は，つぎのようになります．

$$f=1/2C_1R_1\ln(1+2R_2/R_3)$$

周波数はV_{in}の絶対値で決まります(V_{in}の絶対値が同じであれば発振周波数も同じ)．しかし，デューティは$V_{in}=0$ V(デューティ 50 %)をさかいにして，ちょうど反対にした特性になります．　**〈苗手英彦〉**

（トランジスタ技術　1990 年 1 月号）

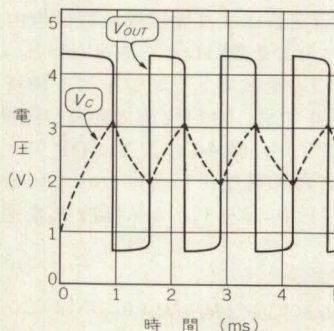
単電源動作可能な 方形波発振回路($f_{osc}=720$ Hz)

TL081

片電源でマルチバイブレータを構成する例を**図 47** に示します．正負電源の回路と違うところは，R_4が追加されている点です．正負電源の回路では GND を中心にV_cが振られましたが，片電源ではR_4を追加して，$R_2/(R_1+R_4)$を中心に動作します．

図 47 の場合，$R_4=R_2$としたので，$V_{cc}/2(=2.5\text{ V})$を中心にV_cが動きます．

〈図 47〉 片電源の方形波発振回路マルチバイブレータ

〈図 48〉 各部電圧波形

出力の V_{cc}およびGNDからの残り電圧を等しいと仮定し，V_{sat}とすれば，発振周波数は次式となります．

$$f=1/2C_1\cdot R_1\ln\left\{\frac{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)V_{cc}-\left(1+\frac{R_3}{Z}\right)V_{sat}}{V_{cc}-2\ V_{sat}}\right\}$$

ただし，

$$Z=\frac{R_2\cdot R_3\cdot R_4}{R_2R_3+R_3R_4+R_4R_2}$$

図48では $R_1=R_2=R_3=R_4=10\ k\Omega$，$C_1=0.1\ \mu F$ なので，約720 Hzとなります．

〈苗手英彦〉

（トランジスタ技術　1990年1月号）

雑音耐性が大きく外部同期のかかる

矩形波発振回路

LT1055 LT1011

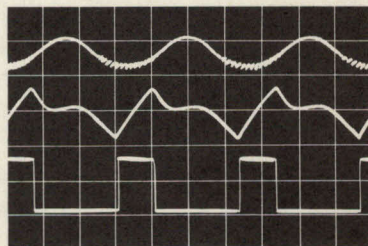
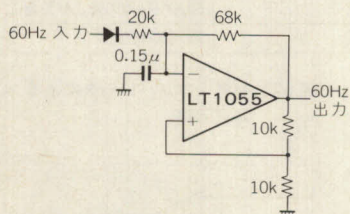
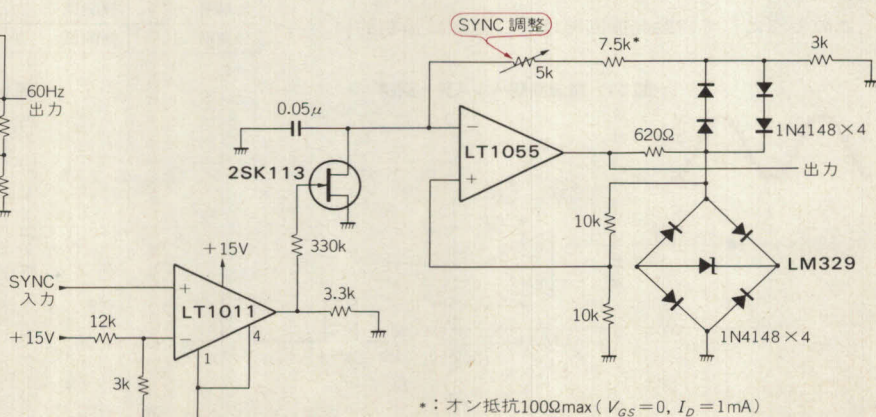
外部同期のかかる発振回路が必要なことがしばしばあります．ゼロ・クロス・ディテクタやレベル・ディテクタを用いると外部同期がかけられるようになりますが，これらはノイズ・リジェクションが低いという欠点があり，ライン同期のときなど大きな問題となります．このようなときは等価的なゲイン・バンド幅を狭くして，同期信号と離れた周波数のノイズに対しては感度を低くして対処します．

図49は60 Hzのライン信号に同期して発振する回路で，基本的には f_{osc}≒60 Hzで発振する方形波発振回路になっており，同期信号がなくてもほぼ60 Hzで発振します．**写真6**が各部の動作波形で，Aがノイズの乗った同期信号，BがOPアンプのIN⁻端子，Cが出力電圧波形です．同期信号がないときはデューティ比が50％なのですが，**写真6**からわかるように同期信号のほうがIN⁻端子よりも高いときに，ダイオードを通じて充電電流が流れることによりデューティ比を変えて，発振周波数を同期させます．同期信号に乗っているノイズは，20 kΩと0.15 μFで構成されるLPFで影響がなくなります．そのため，この時定数はノイズ周波数よりも十分大きくとる必要があります．

図50は同期信号のほうが発振周波数よりも低い場合です．LT1055で構成される部分は方形波発振回路となっています．いま同期信号が入り，それが設定値（LT1011のIN⁻端子電圧）よりも大きくなると，LT1011によるコンパレータの出力が“H”となり，FETがONします．

そうすると0.05 μFの電荷が強制的に放電されてゼロになり，FETがOFFした時点から充電開始されることになり，これによって同期がとれることになります．

ここで注意しなければならないのは，LT1055の出力は同期信号の整数倍の周波数の方形波ですが，0.05 μFが放電されたときのパルス幅は，ほかの部分のパルス幅とは異なるということです．〈更科　一〉

（トランジスタ技術　1988年1月号別冊付録）

〈写真6〉図49の各部の波形

AC電源に同期したパルスを発生する回路

LM311

日本国内の電力会社が供給している“電気”の周波数は非常に精度がよく，一般の腕時計に使われている音叉形の水晶発振子などにくらべてはるかに優れています．

ところが，実際にAC電源の周波数を周波数カウンタで測ってみると各1秒間の周波数のばらつきがかなりあるので，精度の点で不安を感じるかもしれません．しかし，1時間，1日，1ヵ月といった長い期間で調べてみると，AC電源の周波数精度のよさがわかると思います．また，AC電源の周波数が高めになるときがあればその後に低めになるので，計時誤差の累積はなく，これも魅力です．

表4に水晶発振子とAC電源を利用した時計の比較を示します．

ここではこのAC電源を利用した時計用の回路を考えます．

図51に回路を示します．この回路はコンパレータを用いた自励発振回路(**図52**参照)に少し工夫を加えたものです．

入力に何も信号が入らないときを考えます．このとき，この回路はスタンダードなコンパレータによる発振回路とほとんど同じです．この発振器はほぼ50 Hzで発振しています．この状態で入力端子に50 HzのAC電源を入力してみます(もちろんこの信号は電源トランスを通した後の2次側のほうから取ったものを使う)．AC電源の信号の電圧が0〜負側でダイオードの極性が順方向になったとき，AC電源の信号はダイオードを通して自分の周波数と同じ周波数に引き込んで同期させます．AC電源の電圧が高くなり，ダイオードがカット・オフの状態になったときは自励発振回路の1サイクル分が発振し，つぎのサイクルではふたたびAC信号と同期をとります．

このようにして自励発振回路はAC電源に強制的に同期をとらされて発振を続けるわけです．

この回路は50 Hz以外の周波数には応答しないので，AC電源に重畳しているノイズなどにはびくともせず，AC電源の周波数のみに同期して発振します．

回路の出力に1/50の分周器をつければ1 Hz(または1秒)のパルスが取り出せます．

図51で示した回路定数は50 Hz用ですが，実際にこの回路を使用するときには回路定数をもう一度検討してください．一度定数を決定したら後になって回路を調整することはまずないでしょう．

また，50 Hzといっても±2 Hz程度はばらつく可能性があるので，この範囲をカバーできるようにしなければなりません．

当然のことながら60 Hz地区の場合には改めて回路定数の設定が必要です．

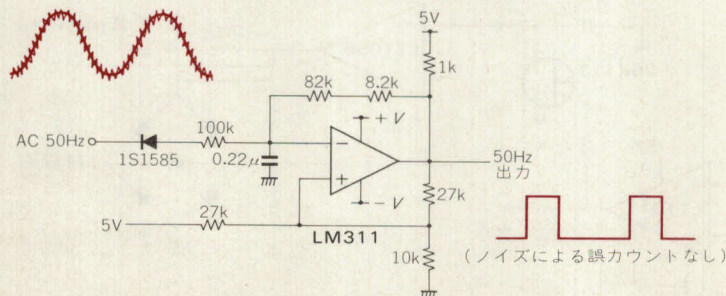
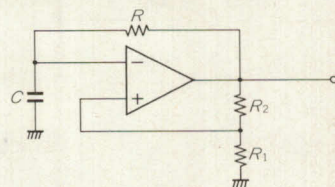
AC電源の周波数を利用した計時回路の欠点は，当然のことながら停電時に計時がまったくできなくなることです．このような場合には32 kHzの水晶発振子を取り付け，電池によってバックアップすればよいでしょう．別に水晶発振回路がバックアップしてあるのであればこれを利用して電源が50 Hzか60 Hzの判別回路を付加するのもよいでしょう．

〈藤沢継男〉

(トランジスタ技術　1992年2月号)

〈表4〉AC電源と水晶発振子

	水晶発振子	AC電源
短期的な精度	よい	悪い
長期的な精度	悪い	非常によい
誤差の累積	累積する	累積しない
温度特性	あり	なし
調整回路	必要	不要
地域性	無関係	50/60Hz切り替えが必要
停電時	無関係	計時が停止する

〈図51〉電源同期パルス発生回路

〈図52〉参考：コンパレータによる発振回路

少ないICで実現した アラーム用トーン信号発生回路

4501 4040B 2SA1015

汎用CMOSの4501や4572は，複数の異なるゲートから構成されているという点で，非常にユニークなICです(図53)．この特徴を活かして，ここでは4501を用いたアラーム用トーン信号発生回路を紹介します．

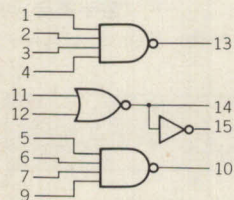
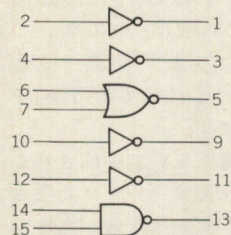



図54は4501に12段バイナリ・カウンタ4040を加えて作ったトーン信号発生回路で，アラーム音発生に使っています．Ⓐ，Ⓑいずれかの端子を“H”にすることにより，一方のNANDをOFFさせて，音程とリズムの異なる2種類の音が出せます．

74シリーズで同じことをするとICの数は倍増してしまうでしょう．

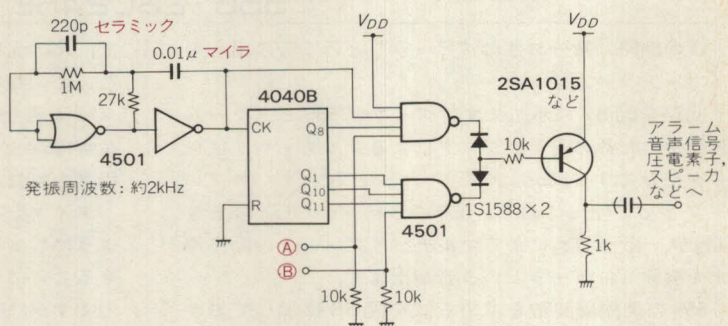
〈柳川誠介〉

（トランジスタ技術　1989年3月号）

〈図53〉ピン接続

(a) 4501UB

(b) 4572UB

〈図54〉アラーム用トーン信号発生回路

トリガ・パルスでワンショットが得られる 単安定マルチバイブレータ

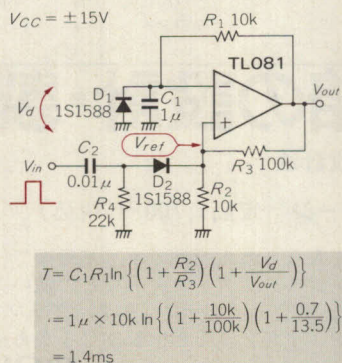
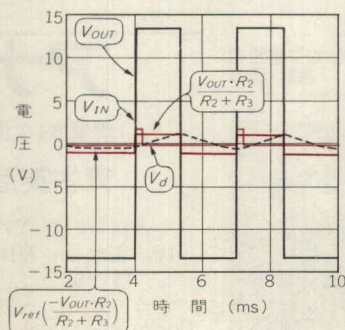
TL081

単安定マルチバイブレータは，入力トリガ・パルスにより，出力に方形波パルスを1個発生させる回路です．別名ワンショット・マルチバイブレータとして，よく使われています．

回路の動作を考えると，発振回路というよりも，タイミング回路といったほうが正確でしょう．

図55はプラスのトリガにより，プラスの方形波パルスを発生させます．非安定マルチバイブレータと比較すると，コンデンサC_1に電圧をクランプするダイ

〈図55〉単安定マルチバイブレータ（＋電圧）

$$T=C_1R_1\ln\left\{\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)\left(1+\frac{V_d}{V_{out}}\right)\right\}$$
$$=1\mu\times10k\ln\left\{\left(1+\frac{10k}{100k}\right)\left(1+\frac{0.7}{13.5}\right)\right\}$$
$$=1.4ms$$

〈図56〉単安定マルチバイブレータ（＋電圧）の動作

オードが接続されています．そして非反転入力には，トリガをかけるための微分回路が追加されています．

R_2とR_3はV_{ref}がV_d(約0.7 V)より大きくなるように定数を決めます．図56はトランジェント解析の結果ですが，トリガ・パルスごとに1.4 msのパルス幅のプラスの出力パルスが得られます．

動作原理ですが，図56のようにV_{out}がマイナス側の飽和電圧$-V_{out}$に達していると，V_{ref}は$-V_{out} \cdot R_2/(R_2+R_3)$になっています．

一方，C_1はR_1を通して充電されるわけですが，D_1でクランプされているため，V_dは-0.7 V以下になりません．したがってV_{out}は，この状態を維持しています．

そこでトリガ・パルスV_{in}が加わると，コンデンサC_2を通してV_{ref}が上昇し，V_dよりも高くなるので，V_{out}はプラス側の飽和電圧$+V_{out}$になります．

そしてV_dは，C_1がR_1を通して充電されるので上昇し，V_{ref}すなわち$V_{out} \cdot R_2/(R_2+R_3)$に達するまで，$V_{out}$はこの状態を維持します．$V_d$が$V_{ref}$を超えると，$V_{out}$は反転して元の$-V_{out}$の状態に戻ります．

〈苗手英彦〉

（トランジスタ技術　1990年1月号）

数分おきにアラームの鳴る タイマ・アラーム回路

555　2SC2458

この回路は数分おきに“ピーッ”という音の出るタイマ・アラームです．

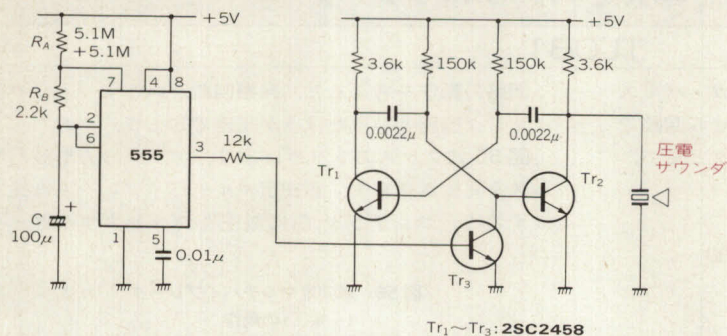
回路を図57に示します．タイマIC555とアラーム音発生のためのトランジスタによるマルチ・バイブレータだけです．555はアステーブル・マルチバイブレータとして使っており，555の3ピンが“L”のときTr_3が，Tr_1，Tr_2によるマルチバイブレータの動作停止を解除し，ピーッという音が出ます．

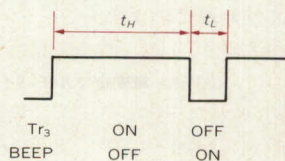
555の発振周波数を求める式を図58に示しておきます．ここでは，数分ごとにアラームが鳴るようにして，$R_A=5.1$ MΩ，$R_B=2.2$ kΩ，$C=100$ μFとしました．この定数で無音時間$t_H=353$ sec(5分53秒)，アラーム発生時間$t_L=152$ msとなります．実測すると$t_H=425$ sec(7分5秒)でしたが，これはCが120 μF程度の容量だったせいだと思います．

タイマ&アラーム回路は電源電圧5 Vで動作させるようにしました．アラーム音は圧電サウンダで発生させることにしたので，電源電圧が高いほど音が大きいのですが，実際は5 Vでも十分な音が出ます．

〈犬野健太〉

（トランジスタ技術　1991年11月号別冊付録）

〈図57〉アラームとタイマ部の回路

Tr1～Tr3：2SC2458

〈図58〉タイマIC555の計算

第2章　フィルタ回路

西島裕昭/更科一/柴田雅彦/松井邦彦/山川初雄/深谷武彦

トランスコンダクタンス・アンプ NJM13600を使ってf_Cを電圧制御できる 2次バタワース・ローパス・フィルタ(f_C=50～15kHz)

NJM13600　2SC945

トランスコンダクタンス・アンプであるNJM13600(新日本無線)はVCF(Voltage Controlled Filter，電圧制御フィルタ)としても応用できます．

図1にLPF(ローパス・フィルタ)の基本回路を示します．VCAと異なるところは，g_mの負荷素子にコンデンサを使用することと，DCレベルおよび，ゲインを安定に保つためのフィードバック抵抗が入っていることです．

電流コントロール端子に流し込むI_{ABC}の電流値で，コンデンサCに充放電する電流の量をコントロールするわけですが，g_mの出力は定電流出力になっていますから，周知の積分式がそのまま適用され，電流値I_iに対してのCへの充電電圧V_oは，

$$V_o=\frac{1}{C}\int I_i dt+V_k \text{〔V〕}$$

(V_kは初期電圧)

で表すことができます．

交流信号に対していえば，周波数が高いというのは積分時間が短くなることと同じですから，上式からも明らかなように，信号周波数が高くなればV_oも小さくなります．その減衰の傾きは，この基本回路の場合1次のフィルタですので，カットオフ(しゃ断)周波数

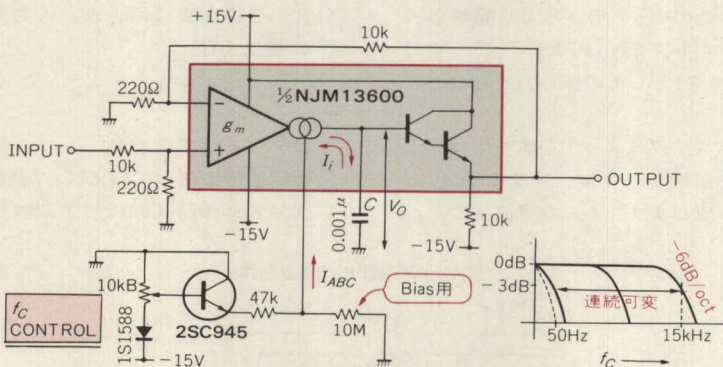
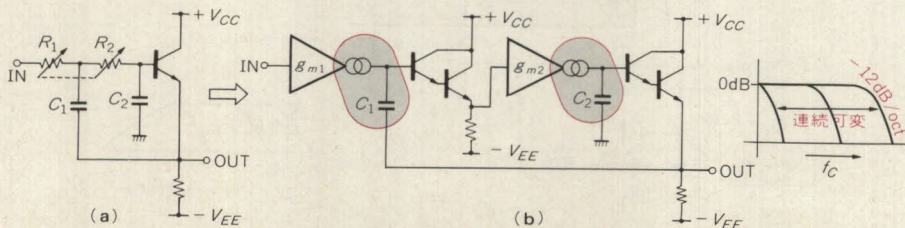
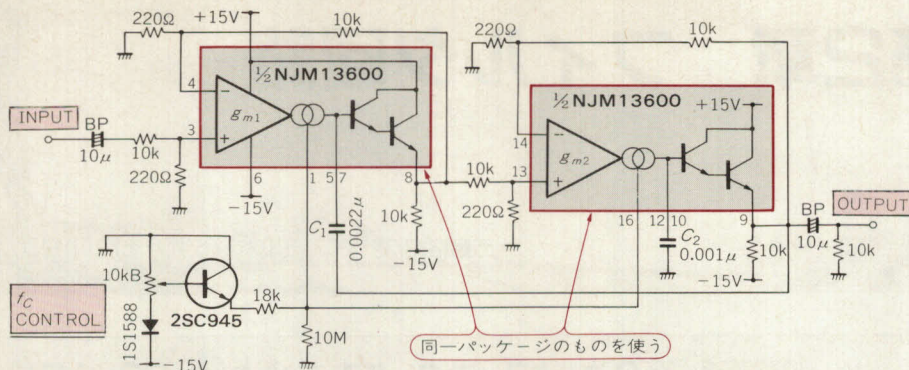
〈図1〉VCF(LPF)の基本回路

〈図2〉2次バタワース・アクティブLPF等価回路

〈図3〉 2次バタワース・アクティブLPF(実用回路)

f_c以上に対しては−6 dB/octになります．また，上式からコンデンサCの容量を大きくすると，フィルタのf_cもそれにともなって低くなります．

図2(a)は，2次アクティブ・フィルタの代表ともいえる正帰還型2次LPFです．この回路のR_1とR_2を2連のボリュームで可変することにより，カットオフ周波数f_cを連続的に変えることができます．

そこで，このR_1をg_{m1}，R_2をg_{m2}に置き換えてみると，図2(b)のようになります．これは，電圧制御でf_cを連続可変できる2次バタワースLPFの等価回路です．図3にその実用回路を示します．減衰特性はf_c以上で−12 dB/octになります．

〈西島裕昭〉

(トランジスタ技術　1985年2月号)

トランスコンダクタンス・アンプNJM13600を使ってf_cを電圧制御できる 2次バタワース・ハイパス・フィルタ(f_c=50～15 kHz)

NJM13600　2SC945

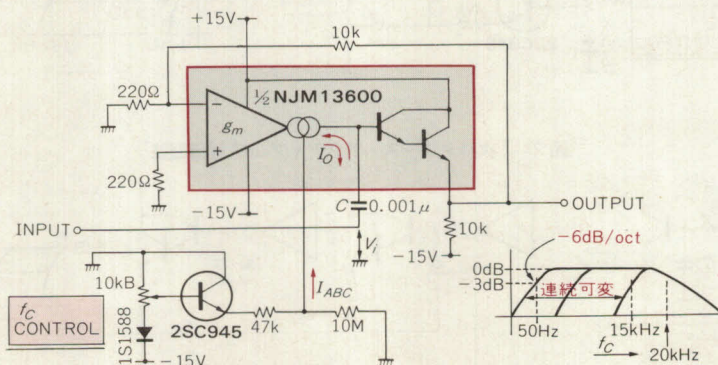
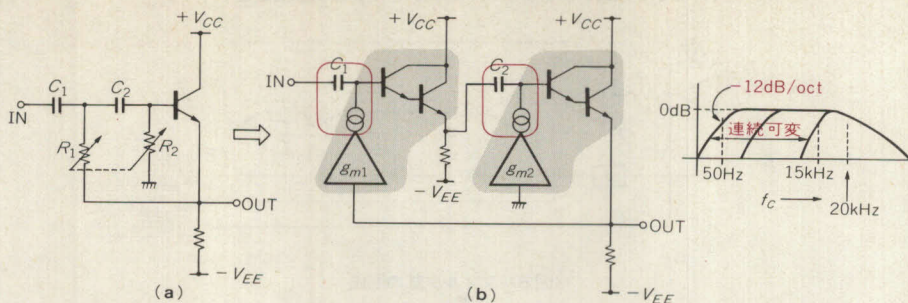
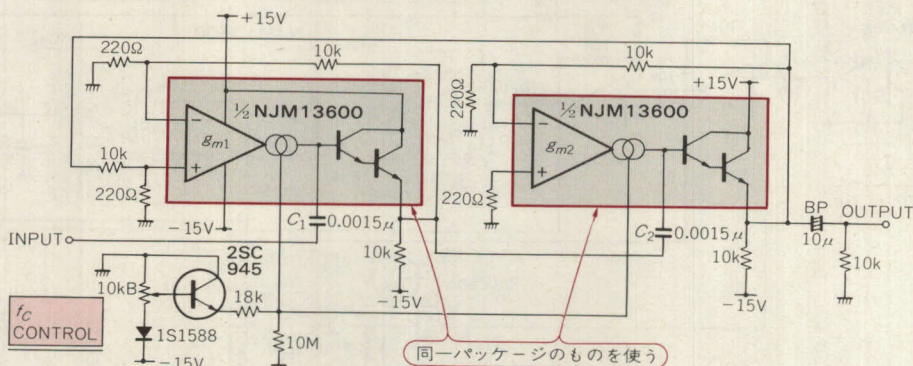
NJM13600は外部からコンダクタンス(出力電流/入力電圧)を可変することのできるトランスコンダクタンス・アンプです．このICを用いると，簡単にf_cを電圧制御できるフィルタが作れます．ここではHPF(ハイパス・フィルタ)としての使い方を紹介しましょう．

図4にHPF(ハイパス・フイルタ)の基本回路を示します．g_mの入力側を接地し，コンデンサCとg_mの出力端で微分回路を形成します．I_{ABC}の電流値で，g_mの出力端の電流を制御できることはいままでと同様です．この場合もLPFのときと同じように，周知の微分式がそのまま適用され，入力電圧値V_iに対してのCの電流I_Oは，

$$I_O = C\frac{dV_i}{dt} \text{〔A〕}$$

で表すことができます．

交流信号に対していえば，周波数が低いということは信号波形の時間軸に対する傾きがなだらか(傾斜角

〈図4〉 VCF(HPF)の基本回路

〈図5〉 2次バタワース・アクティブHPF等価回路

〈図6〉 2次バタワース・アクティブHPF(実用回路)

が小さい)ということですから，その傾斜に値する微分係数も小さいということと等価になります．

上式の I_o と V_i の微分値は比例していますから，信号周波数が低くなる(V_i の微分値が小さくなる)と，それに比例して C の電流 I_o も小さくなり，その結果，出力される波形振幅も小さくなります．

この場合，その減衰の傾きは f_C 以下に対して−6 dB/octになります．

図5(a)は正帰還型2次アクティブHPFです．この回路の R_1 と R_2 をそれぞれ g_{m1} と g_{m2} に置き換えると，図5(b)のようになります．

図5(b)は，電圧制御で f_C を連続可変できる2次バタワースHPFの等価回路です．図6にその実用回路を示します．減衰特性は f_C 以下で−12 dB/octになります．

〈西島裕昭〉

(トランジスタ技術　1985年2月号)

LPF/HPF/BPF/BEF出力が同時に得られて周波数とQを電圧制御できる ステート・バリアブル型フィルタ(f_C=20～20 kHz)

LF442　NJM13600　2SA733　TL072

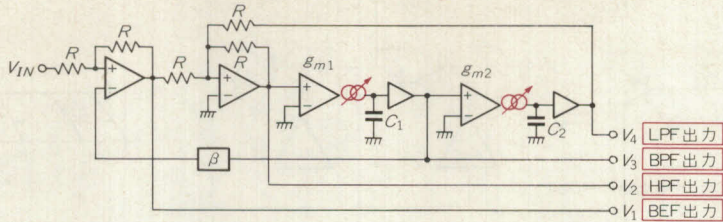
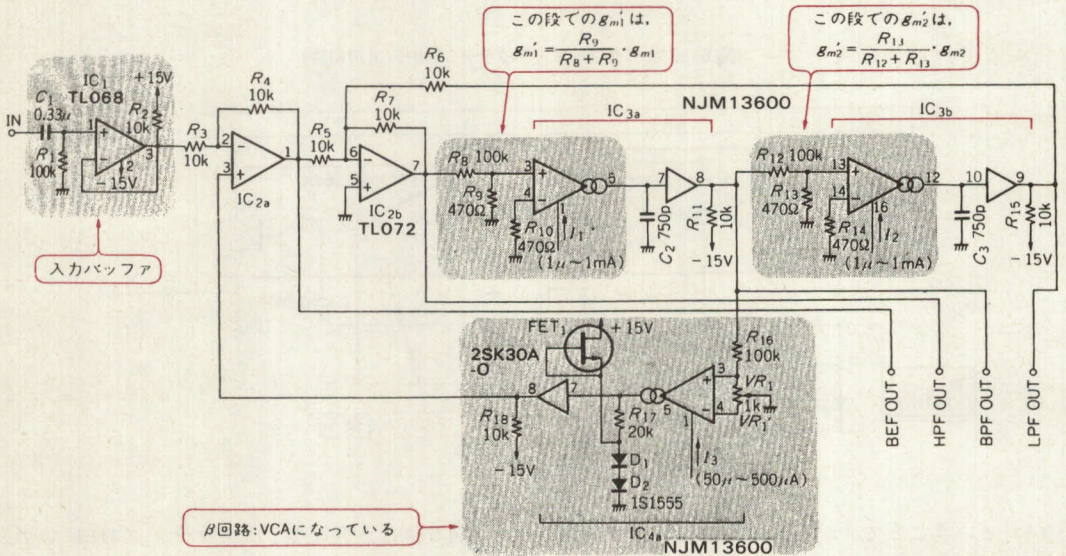
ここでは一つの入力に対してLPF，HPF，BPF，BEFの各出力が同時に得られ，さらに周波数と Q が外部から電圧で制御できるようなフィルタを紹介しましょう．これは状態変数型フィルタにトランスコンダクタンス・アンプを用いて，図7のように4段構成にすることによって実現することができます．

入力 V_{IN} から各出力(V_1～V_4)までの伝達関数は以下のようになります．

$$T_1(s)=-\frac{s^2+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2+2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(BEF)}$$

$$T_2(s)=\frac{s^2}{s^2+2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(HPF)}$$

$$T_3(s)=\frac{\frac{g_{m1}}{C_1}s}{s^2+2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(BPF)}$$

〈図7〉 トランスコンダクタンス・アンプを用いた状態変数型フィルタ

〈図8〉 フィルタ部の回路

$$T_4(s)=\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2+2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(LPF)}$$

これより，$g_{m1}=g_{m2}=g_m$，$C_1=C_2=C$ とすると，

$$f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{g_m}{C}$$

$$Q=\frac{1}{2\beta}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}\cdot\frac{g_{m2}}{g_{m1}}}=\frac{1}{2\beta}$$

となります．

● トランスコンダクタンス・アンプ NJM13600

本フィルタに可変抵抗回路として用いるトランスコンダクタンス・アンプにはJRCのNJM13600を用います．

このICはトランスコンダクタンス・アンプにバッファを内蔵させたものが2ch入っており，フィルタのほかにVCA，VCO，VCR，変調器，乗算器などの種々の応用が可能です．

トランスコンダクタンス・アンプの部分は差動増幅器と高精度カレント・ミラーで構成されており，$I_{C(Q4)}=I_{C(Q7)}=I_{C(Q9)}$，$I_{C(Q5)}=I_{C(Q11)}$なので差動増幅器の電流の差が5，12ピンに出力されます．入力電圧V_iに対する出力電流I_oは，

$$I_o=g_m\cdot V_i$$

と表されますが，g_mは1，16ピンに流し込む電流で制御することができ，

$$g_m=\frac{I_{ABC}}{2V_T}$$

I_{ABC}：1，16ピンに流し込む制御電流

$V_T(=kT/q)$：熱電圧，常温にて約26 mV

と表すことができます．

また，バッファはダーリントン・エミッタ・フォロワとなっており，1段目のエミッタ・フォロワの動作電流を差動増幅器の電流と連動させて，ダイナミック・レンジの拡大を図っています．内部のひずみ低減用ダイオードで，V_{CC}と2，15ピンを十数kΩの抵抗で接続するとひずみが減少しますが，この場合オフセットの増加を招くので注意が必要です．

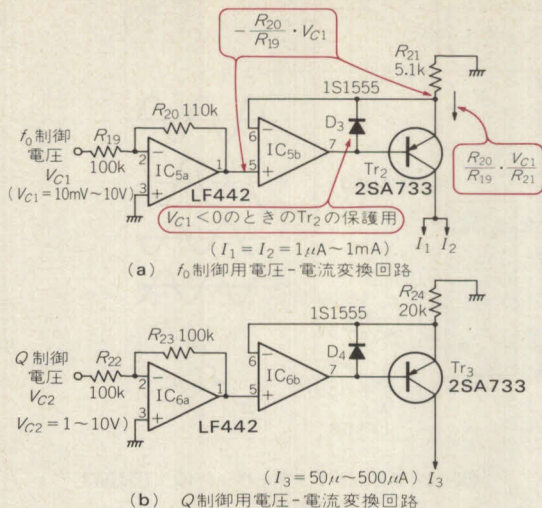
● 本回路の構成

本回路は，メインの信号処理系であるフィルタ部

〈図 9〉 電圧-電流変換回路

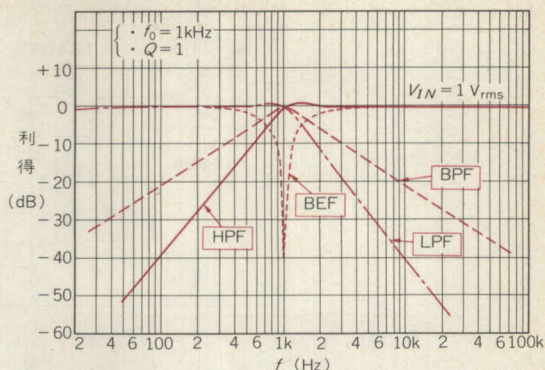
(a) f_0制御用電圧-電流変換回路

(b) Q制御用電圧-電流変換回路

〈図 10〉 各フィルタの特性(実測値)

(図8)と，周波数と Q を電圧制御するための電圧-電流変換回路(図9)に分かれています．

フィルタ部の基本構成は先に示したとおり図7のようにしますが，実際の回路にするにあたっては，それなりの注意が必要となります．

まず図7のままでは，信号源抵抗が R にくらべて十分小さくないと誤差を生じるので，入力にバッファを設ける必要があります．また今回用いるトランスコンダクタンス・アンプ NJM13600 は許容入力が小さいので，信号はアッテネートして入力する必要があります．さらに Q も電圧可変できるようにするため，β 回路は VCA にします．

コントロール電流 I_1，I_2 $(I_1=I_2)$ が 1 μ〜1 mA まで変化することにより，$IC_{3a,3b}$ の g_m は 19.2 μ〜19.2 ms まで変化し，これによって周波数は 20〜20 kHz まで変化します．また I_3 は 50 μ〜500 μA まで変化することにより，Q は 0.5〜5 まで変化します．

電圧-電流変換回路では，f_0 制御電圧 V_{C1}：10 m〜10 V に対し，I_1，I_2：1 μ〜1 mA を出力し，Q 制御電圧 V_{C2}：1〜10 V に対し I_3：10 μ〜100 μA を出力します．これによって，周波数 f_0 と Q は，

$$f_0=2\times10^3\cdot V_{C1}\,(\mathrm{Hz})$$

$$Q=5/V_{C2}$$

となります．

最後に，本回路で f_0=1 kHz，Q=1 としたときの各フィルタの特性を図10に示します．BEF で $f=f_0$ でも利得が 0(−∞ dB)とならないのは，OP アンプの開ループ利得が無限大でないことと，NJM13600 でひずみが発生する(0.01〜0.1 %)のが原因と思われます．

〈更科 一〉

(トランジスタ技術 1987年4月号)

SCF IC LTC1043を用いて f_cをクロックで制御できる ステート・バリアブル型バンドパス・フィルタ

LTC1043 LF356

スイッチト・キャパシタ積分器のクロック周波数により定数が変えられる点を利用して，状態変数型のバンドパス・フィルタにより構成したのが，図11に示す共振周波数の可変できるバンドパス・フィルタです．

図11に示す回路の特性について説明しましょう．スイッチト・キャパシタ回路は離散時間系ですが，簡単のために連続時間系として考えてみることにします．

状態変数型フィルタは，動的なシステムが積分器と加減算器でシミュレートできることから，動的システムを表す状態方程式を回路で実現し，目的とするフィルタ特性を得ようとする回路の構成法です．この方式の特徴は，目的とするフィルタ特性を表す方程式から設計が直ちに行えることです．このためパラメータの変更に関して，パラメータ間の干渉が少なく独立に変更できるので，フィルタ特性を外部から制御する場合非常に便利です．この応用例でも状態変数型フィルタ回路を用いています．

この例では2次のバンドパス・フィルタを考えており，積分器二つを用いています．図11に示すフィルタの特性は，ラプラス変換を用いてつぎのように求めることができます．

図11の各電圧はつぎのように示せます．

$$e_O=\frac{C_1}{C_2}\cdot f_{CLK}\cdot\int e_1\,dt \quad\cdots\cdots(1)$$

〈図11〉共振周波数を可変できるバンドパス・フィルタ

$$e_2=\frac{C_3}{C_4}\cdot f_{CLK}\cdot\int e_O\,dt \quad\cdots\cdots(2)$$

$$\frac{e_i}{R_{IN}}+\frac{e_O}{R_Q}+\frac{e_1}{R_2}+\frac{e_2}{R_1}=0 \quad\cdots\cdots(3)$$

これらをラプラス変換すると，

$$\frac{E_i}{R_{IN}}+\left[\frac{1}{R_Q}+\frac{C_2\cdot s}{R_2\cdot C_1\cdot f_{CLK}}+\frac{C_3\cdot f_{CLK}}{R_1\cdot C_4\cdot s}\right]E_O=0$$

これより，

$$\frac{E_O}{E_i}=-H\cdot\frac{(\omega_0/Q)s}{s^2+(\omega_0/Q)s+\omega_0{}^2}$$

$$\omega_0{}^2=\frac{R_2\cdot C_1\cdot C_3}{R_1\cdot C_2\cdot C_4}\cdot f_{CLK}{}^2$$

$$Q=\sqrt{\frac{C_2\cdot C_3\cdot R_Q{}^2}{C_1\cdot C_4\cdot R_1\cdot R_2}}$$

$$H=R_Q/R_{IN}$$

となります．ここで H は通過域の増幅度，ω_0 は通過角周波数$=2\pi f_0$（f_0 は通過域の中心周波数），Q は共振の鋭さを表す定数で，いわゆる Q です．図11に示す定数では，$\omega_0=2\cdot\pi\cdot f_0=f_{CLK}/5$ より，

$$f_0=f_{CLK}/(10\pi)$$

$$Q=1$$

$$H=1$$

となり，通過域のゲイン H と Q は一定ですが，中心周波数は外部クロック入力周波数に比例して変化し，外部から制御することができます．

ただし，スイッチされるキャパシタの充電がアナログ・スイッチのオン抵抗を通じて行われるためと，積分コンデンサへの電荷の移動がOPアンプによって行われているため，あまり高いクロック周波数では，積分器の動作が正しく行われなくなります．クロック周波数の上限は，OPアンプが高速であっても，数MHz以下としなければなりません．

〈図12〉スイッチト・キャパシタIC LTC1043

図12は本回路に用いたスイッチト・キャパシタIC LTC1043のブロック図です．

〈柴田雅彦〉

◆参考文献◆

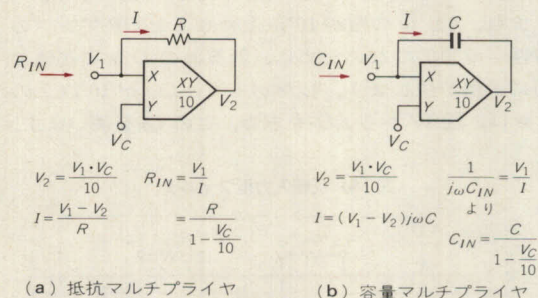
(1) リニアテクノロジー，LTC1043 データシート．

（トランジスタ技術　1985年2月号）

乗算器ICを使用した 電圧制御ローパス/ハイパス/バンドパス・フィルタ

図13に乗算器を使った抵抗マルチプライヤと容量マルチプライヤの回路を示します．これらの回路はOPアンプでも簡単に作ることができますが，電圧で抵抗値および容量値を可変するとなると，乗算器を使うことになります．

ここで図13の回路を出したのは，乗算器でもこんなことができるんだということを紹介したかったからです．ただし，抵抗値および容量値をたんに可変するという応用は少なく，ゲインや時定数を可変する場合が多いようです．

図14(a)は乗算器をフィルタの帰還ループ内に入れて，カットオフ周波数を制御できるようにしたものです．これは乗算器によって，積分器の時定数を可変します．これを利用して，ローパス・フィルタのカットオフ周波数を制御できます．

$V_C = 1$ V の場合では，図(a)の等価回路は図(b)のようになります．これはたんなるローパス・フィルタなので，カットオフ周波数 f_{CL}' は

$f_{CL}' = 1/2\pi RC$

になります．

ところが $V_C = 2$ V にすると，乗算器のゲインが2倍になるので，見かけの帰還抵抗の値が1/2(または帰還容量 C が1/2)になり，当然カットオフ周波数が2倍になります．

したがって，図(a)の回路のカットオフ周波数 f_{CL} は，

$f_{CL} = V_C/2\pi RC$ ……(4)

になり，f_{CL} が V_C で制御できます．

これはハイパス・フィルタやバンドパス・フィルタにも応用できます．図14(c)にハイパス・フィルタ，図(d)にバンドパス・フィルタの例を示します．

図(c)ではカットオフ周波数 f_{CH} は，

$f_{CH} = V_C/2\pi RC$ ……(5)

になります．また，図(d)では中心周波数 f_0 は，

$f_0 = \sqrt{-V_C/10}\,(1/2\pi RC)$ ……(6)

です．

〈松井邦彦〉

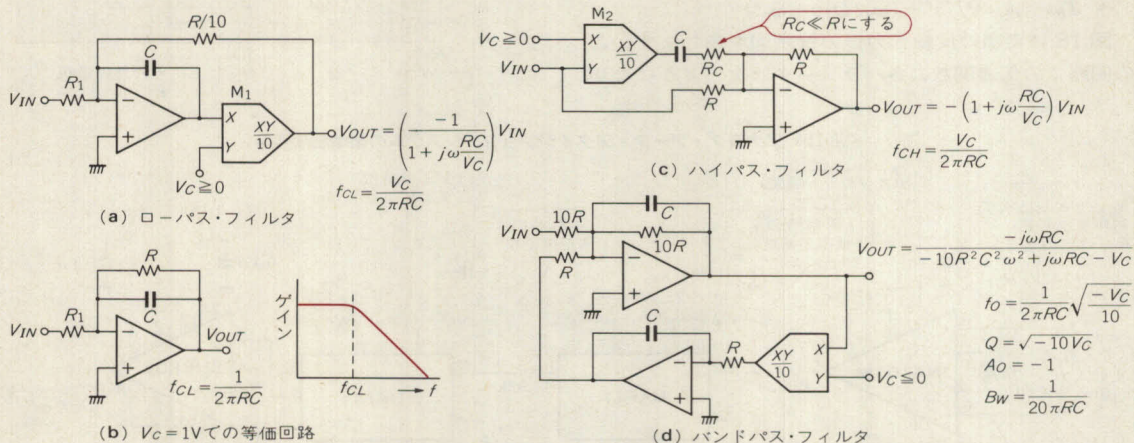
（トランジスタ技術　1991年4月号）

〈図13〉 乗算器を使った抵抗マルチプライヤと容量マルチプライヤ

（a）抵抗マルチプライヤ

（b）容量マルチプライヤ

〈図14〉 アクティブ・フィルタへの乗算器ICの応用

サンプル&ホールド回路を組み合わせた データ収集用アンチエリアス・ローパス・フィルタ(f_c=20 kHz)

INA101M UAF41 SHC803

時間的に連続なアナログ信号を，ディジタル量に連続的にA-D変換する場合，エリアシングをさけるため入力アナログ信号の周波数帯域を，サンプリング周波数の1/2以下に制限しなければならず，サンプル&ホールド回路の前に，帯域制限のためのローパス・フィルタが必要となります．また，フィルタは帯域内の振幅を一定にすることと，帯域外の減衰を大きくする理由から，高次のバタワース特性が必要です．

図15にデータ収集システムの入力部から，サンプル&ホールド回路まで(A-D変換の前処理)の回路を示します．入力アンプは計測用差動アンプです．これは入力インピーダンスが高く(10^{10} Ω)，差動入力となっていますので，ほとんどの信号源に対応できます．シングル入力の場合は，いっぽうの入力端子〔反転アンプの場合は(+)入力(5番ピン)，非反転アンプの場合は(−)入力(10番ピン)〕をグラウンドします．ゲインは1から1000の範囲で，外部抵抗R_{GI}で決定します．

ここに使われているフィルタ用IC UAF41は，OPアンプ4個と，抵抗，コンデンサを内蔵したハイブリッドICです．これは，内部の3個のOPアンプと，R，Cで状態変数型フィルタを構成しています．

このICの各出力端子(ローパス，バンドパス，ハイパス)の伝達関数の一般式はつぎのように表されます．

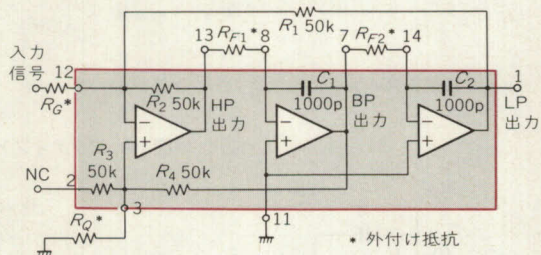
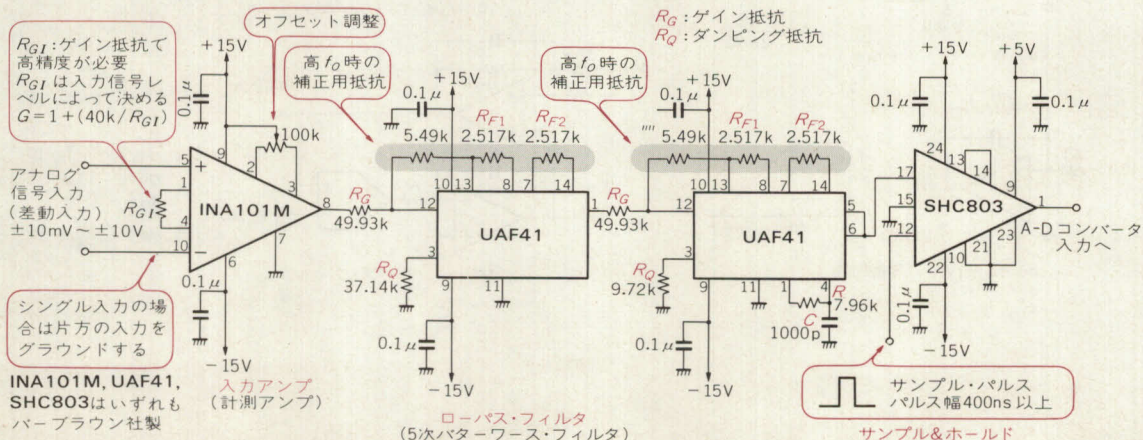
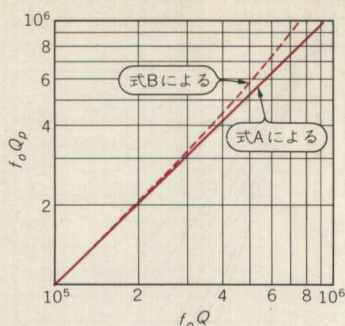
- $T_{LP}=A_{LF}\omega_0{}^2/〔s^2+(\omega_0/Q)s+\omega_0{}^2〕$
- $T_{BP}=A_{BP}(\omega_0/Q)s/〔s^2+(\omega_0/Q)s+\omega_0{}^2〕$
- $T_{HP}=A_{HP}s^2/〔s^2+(\omega_0/Q)s+\omega_0{}^2〕$

図16に実際の反転入力型の接続図を示します．この回路での伝達関数の各パラメータは次のようになります．

(1) $\omega_0{}^2=R_2/(R_1R_{F1}R_{F2}C_1C_2)$
(2) $Q=(1+R_4/R_Q)〔1/(1/R_1)+(1/R_2)+(1/R_G)〕〔(R_{F1}C_1)/(R_1R_2R_{F2}C_2)〕^{1/2}$
(3) $QA_{LP}=QA_{HP}(R_1/R_2)$
$\quad=A_{BP}〔(R_1R_{F1}C_1)/(R_2R_{F2}C_2)〕^{1/2}$
(4) $A_{LP}=R_1/R_G$
(5) $A_{HP}=A_{LP}R_2/R_1=R_2/R_1$
(6) $A_{BP}=〔1+(R_4/R_Q)〕/R_G〔(1/R_1)+(1/R_2)+(1/R_G)〕$

実際の回路定数の計算式は次式を使用します．自然周波数f_0が8 kHz以上の場合には回路が不安定になるため，回路のR_2に並列(ピン12と13間)に補正用抵抗5.49 Ωを入れ，下記の〔計算式B〕を使います．

また，f_0とQの積が10^5以上になるとOPアンプの特性が理想的でないために，計算値のQと実測値の間に誤差が生じます．したがって，f_0Qが10^5以上のときは，図17からf_0Q_Pを求め，このQ_Pを使います．

〈図16〉反転入力型フィルタ

〈図15〉アナログ・データ・アクイジション・システムの帯域制限回路

〈図 17〉 Q_Pの決定

〈表 1〉 標準化ローパス・フィルタのパラメータ

次数	バタワース		ベッセル		チェビシェフ			
					0.5 dB リプル		2 dB リプル	
	f_n(1)	Q	f_n(1)	Q	f_n(2)	Q	f_n(2)	Q
2	1.0	0.70711	1.2742	0.57735	1.23134	0.86372	0.907227	1.1286
3	1.0 1.0	— 1.0	1.32475 1.44993	— 0.69104	0.626456 1.068853	— 1.7062	0.368911 0.941326	— 2.5516
4	1.0 1.0	0.54118 1.3065	1.43241 1.60594	0.52193 0.80554	0.597002 1.031270	0.70511 2.9406	0.470711 0.963678	0.9294 4.59388
5	1.0 1.0 1.0	— 0.61805 1.61812	1.50470 1.55876 1.75812	— 0.56354 0.91652	0.362320 0.690483 1.017735	— 1.1778 4.5450	0.218308 0.627017 0.97579	— 1.77509 7.23228
6	1.0 1.0 1.0	0.51763 0.70711 1.93349	1.60653 1.69186 1.90782	0.51032 0.61120 1.0233	0.396229 0.768121 1.011446	0.6836 1.8104 6.5128	0.31611 0.730027 0.982828	0.9016 2.84426 10.4616
7	1.0 1.0 1.0 1.0	— 0.55497 0.80192 2.2472	1.68713 1.71911 1.82539 2.05279	— 0.53235 0.66083 1.1263	0.256170 0.503863 0.822729 1.008022	— 1.0916 2.5755 8.8418	0.155410 0.460853 0.797114 0.987226	— 1.64642 4.11507 14.2802
8	1.0 1.0 1.0 1.0	0.50980 0.60134 0.89998 0.5629	1.78143 1.83514 1.95645 2.19237	0.50599 0.55961 0.71085 1.2257	0.296736 0.598874 0.861007 1.005984	0.67657 1.6107 3.4657 11.5305	0.237699 0.571925 0.842486 0.990142	0.89236 2.5327 5.58354 18.6873

(1) −3 dB 周波数
(2) 振幅特性がリプル・バンドを通過したところの周波数

f_0Q が 10^5以下の場合は，$Q_P=Q$ です．

計算式 A

(1) $R_{F1}=R_{F2}=10^9/\omega_0$
$\quad=(1.592\times10^8)/f_0$
(2) $A_{BP}=Q_PA_{LP}=Q_PA_{HP}$
(3) $R_G=(5\times10^4Q_P)/A_{BP}$
(4) $R_Q=(5\times10^4)/(2Q_P+A_{BP}-1)$

計算式 B

(1) $R_{F1}=R_{F2}=(\sqrt{10}\times10^8)/\omega_0$
$\quad=(5.033\times10^7)/f_0$
(2) $A_{BP}=Q_P(A_{LP}/3.16)$
$\quad=3.16Q_PA_{HP}$
(3) $R_G=(1.58\times10^4Q_P)/A_{BP}$
(4) $R_Q=(5.0\times10^4)/(3.48Q_P+A_{BP}-1)$

なお，計算にはカットオフ周波数で標準化されたローパス・フィルタのパラメータは，**表 1** を使います．

図 15 のシステムのフィルタは，5 次のバタワースのローパスで，カットオフ周波数は $f_C=20$ kHz，ゲインは $A_{LP}=1$ です．

このような 5 次のフィルタは，2 次項を 2 個と 1 次項 1 個を縦続接続して実現します．**表 1** から 5 次の各パラメータは，2 次項で，

$f_n=1$，$Q=0.61805$ と，
$f_n=1$，$Q=1.61812$

1 次項は，

$f_n=1$ で Q はありません．

以上の値から 1 段目は，

$f_0=f_n\times f_c=20$ kHz
$f_0>8$ kHz

したがって〔計算式 B〕を使います．

$R_{F1}=R_{F2}=(5.033\times10^7)/(20\times10^3)=2.5165$ kΩ
$f_0Q=20\times10^3\times0.61805=1.2361\times10^4$
$f_0Q<10^5$,
$\therefore Q_P=Q=0.61805$
$A_{BP}=0.61805\times(1/3.16)=0.1956$
$R_G=3.16\times1.58\times10^4=49.928$ kΩ
$R_Q=(5.0\times10^4)/(3.48\times0.61805+0.1956-1)$
$\quad=37.136$ kΩ

2 段目は，

$f_0=f_n\times f_c=20$ kHz
$f_0>8$ kHz

したがって〔計算式 B〕を使います．

$R_{F1}=R_{F2}=5.033\times10^7/(20\times10^3)=2.5165$ kΩ
$f_0Q=20\times10^3\times1.61812=3.2362\times10^4$
$f_0Q<10^5$
$\therefore Q_P=Q=1.61812$
$A_{BP}=1.61812\times(1/3.16)=0.5121$
$R_G=3.16\times1.58\times10^4=49.928$ kΩ
$R_Q=(5.0\times10^4)/(3.48\times1.61812+0.5121-1)$
$\quad=9.722$ kΩ

1 次項に対しては，

$f_0=f_n\times f_c=20$ kHz
$RC=1/(2\pi f_0)$
$R=1/(2\pi f_0C)$
$C=1000$ pF とすると，

$R = 7.958\ \text{k}\Omega$

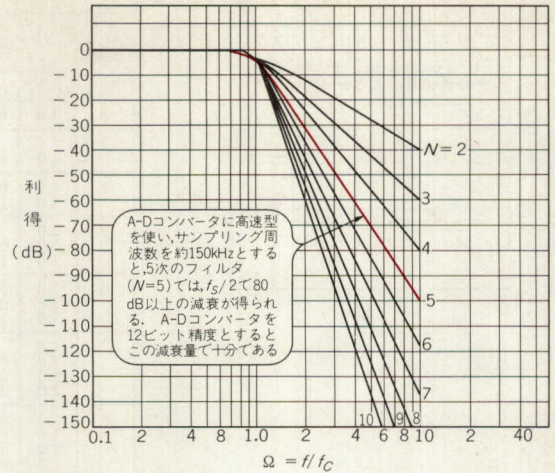
となります．図 18 に実現できるフィルタの特性を示します．

〈山川初雄〉

◆参考文献◆

(1) 柳沢　健，金光　磐；アクティブ・フィルタの設計，産報出版
(2) Y. J. Wong，W. E. Ott；Function Circuits Design and Applications, Burr-Brown, McGraw-Hill Inc.

（トランジスタ技術　1985 年 2 月号）

〈図 18〉バタワース・フィルタの振幅特性

GIC を用いた 疑似インダクタンスと FDNR

GIC とは，Generalized Immittance Converter（一般化イミッタンス変換器）のことで，Riordan, Antoniou などによって種々提案されています．ここでは，もっとも実用的な Antoniou の回路を示します．

〈図 19〉GIC の基本回路
(Antoniou)

図 19 の回路において，端子 1-1′から見た入力インピーダンス Z_{11} は，

$$Z_{11} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}$$

と表すことができます．この回路の Z_1～Z_5 を抵抗，コンデンサに置き換えることによって Z_{11} が変化します．この性質を利用したのが GIC です．

図 19 の Z_2 をコンデンサ C_2 に，ほかを抵抗 R_1～R_5 にすると，図 20 に示すように入力インピーダンス Z_{11} は，

$$Z_{11} = \frac{R_1 R_3 R_5}{1/(sC_2) \cdot R_4} = \frac{sC_2 R_1 R_3 R_5}{R_4}$$

$$(s = j\omega)$$

となり，等価的にはインダクタンスとなります．たとえば R_1～$R_5 = 10\ \text{k}\Omega$，$C_2 = 1000\ \text{pF}$ とすると，等価インダクタンスは 0.1H になります．

〈図 20〉図 19 の Z_1～Z_5 を CR に置き換えた疑似インダクタンスの例

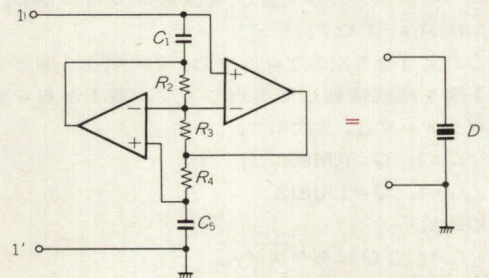
〈図 21〉図 19 の Z_1～Z_5 を CR で置き換えた FDNR の例

FDNR とは，Frequency Dependent Negative Resistance の略です．

図 19 の Z_1 と Z_5 をコンデンサに，ほかを抵抗に置換すると，図 21 に示すように，この回路の入力インピーダンスは，

$$Z_{11}=\frac{R_3}{s^2C_1C_5R_2R_4}=\frac{1}{s^2D}=-\frac{1}{\omega^2D}$$

となり，周波数の 2 乗に反比例する負性抵抗になります．これを FDNR と呼びます．

GIC は，抵抗，コンデンサおよび OP アンプを使用することによって，等価的には，インダクタンスあるいは FDNR として考えられることがわかりました．

ここで気を付けなければいけない点は，GIC が一端接地の回路であることです．このためにフィルタ回路のシャント・アームにだけ応用できます．

〈深谷武彦〉

（トランジスタ技術　1986 年 10 月号）

FDNR を用いたローパス・フィルタ(f_C=1 kHz)

GIC 疑似インダクタンス回路は，ハイパス・フィルタを構成する際，フィルタ回路からインダクタンスを除くことができますが，低い周波数では大容量，高精度のコンデンサを必要とすることからあまり使われません．

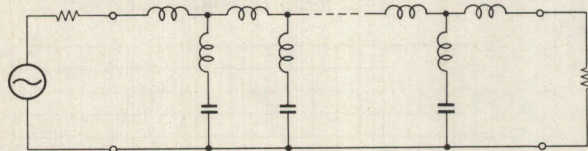
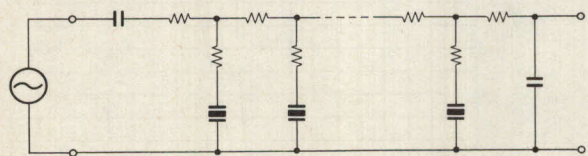
GIC，つまり FDNR が有効に使用できるのは，低域フィルタで，実用化されているものもほとんどこのタイプと考えられます．とくに最近のディジタル・オーディオ機器の信号処理用のフィルタに多く使われています．

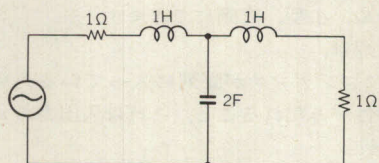
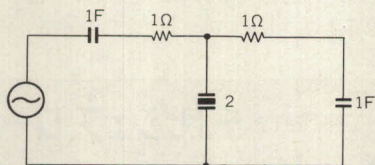
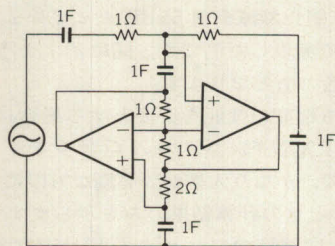
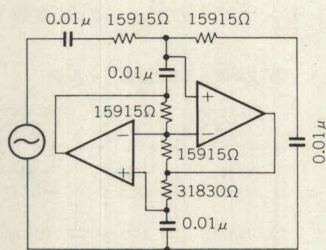
これは，OP アンプがインピーダンス変換器として使われているだけで，信号の通る部分は受動素子ですので，ひずみ率，S/N の点で有利であるからと考えられるからです．

FDNR をフィルタの構成に応用したのは Bruton で，つぎのような巧妙な方法を用いています．

図 22 (a)は T 型に構成された有極低域フィルタです．いま，このすべての素子を $1/s$ 倍すると，

抵抗　$R \rightarrow R/s$　コンデンサ

〈図 22〉 GIC の低域通過(ローパス)フィルタへの応用

（a） LC 低域フィルタ

（b） FDNR 使用の低域フィルタ

〈図 23〉 3 次低域フィルタの基本型と実際の数値

（a） 基準低域フィルタ

（b） $1/s$ 変換

（c） FDNR を使用

（d） 最終回路

インダクタ $sL \to L$　抵抗

コンデンサ $1/sC \to 1/(s^2C)$　FDNR

に変換され，同図(b)のように表すことができます．

回路網の電圧比は，インピーダンスの比として表されるため，以上の変換を行っても電圧比すなわち伝達関数は変わりなく，低域フィルタの動作も変わりません．

ただし一般に，*LC* フィルタは，終端抵抗は外部に接続されていますが，この場合の終端抵抗は，**図 22**(b)のようにコンデンサとしてフィルタの内部に収容されるために，見かけ上 6 dB の挿入損失があります(終端抵抗が 1：1 のとき)．

この回路の利点は，

(1) インダクタを使用しない．

(2) コンデンサの容量を自由に決めることができる．

このため，小型，安価にできます．

また欠点は，

(1) 入力にコンデンサが直列に入っているため，直流付近で特性がみだれること．これは入出力のコンデンサと並列に高抵抗を接続してふせぐことができるので，本質的な欠点ではない．

(2) 入出力インピーダンスが高くなるために，駆動インピーダンスを低く，負荷インピーダンスを高くする．その結果，前後にバッファを置く必要がある．

(3) バイラテラル(注)でなくなる

などです．

計算方法はつぎのように行います．

図 23(a)は，3 次低域フィルタの基準化素子値(カットオフ周波数 1 rad/sec，終端抵抗 1 Ω の値)です．これに 1/*s* 変換をしたのが同図(b)で，実際の回路は同図(c)になります．

この回路を使い，カットオフ周波数 1 kHz，容量 0.01 μF で計算すると抵抗は，

$$R=\frac{1}{2\pi fC}R_n=\frac{1}{2\pi\times0.01\times10^{-6}\times10^3}R_n$$

$$=15{,}915R_n$$

となり，**図 23**(d)のようになります．

前述のように，コンデンサは任意の値(制限はありますが)でよいために，製作するうえでは，*LC* フィルタにくらべたいへん容易であるといえます．

〈深谷武彦〉

(トランジスタ技術　1986 年 10 月号)

(注) 対称型の *LC* フィルタは，本来，入出力の区別がないが(バイラテラル)，アクティブ・フィルタは一方向性であるということ．

FDNRを用いた チェビシェフ・ローパス・フィルタ(f_c=10 kHz：Bruton型)

図 24(a)は通過域リプル 0.1 dB，阻止域 1.25 rad/sec 以上，阻止域減衰量 55 dB チェビシェフ・フィルタを *LC* で実現した例です．図に示すように，*L*，*C* ともに端数の値となります．

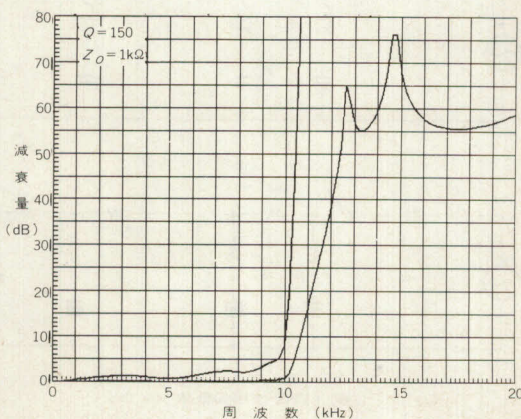
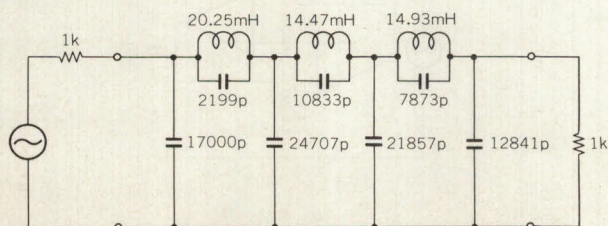
またある程度の性能を必要とする場合には，*L*，*C* の誤差は 1 %以下，コイルの *Q* は少なくとも 150 以上は必要で，かなり大型かつ高価なものになります．*Q*=150 のときの計算結果のみを示します〔**図 24**(b)〕．

図 24 と同特性のフィルタを FDNR で実現したのが**図 25**(b)です．

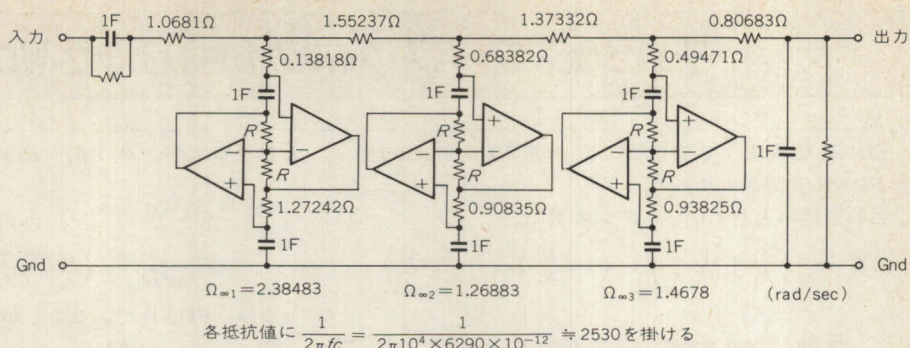
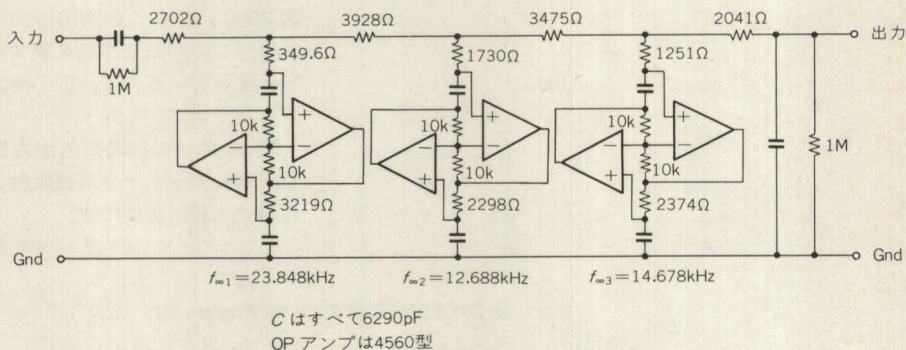
使用するコンデンサは，容量が 6290 pF のポリスチロール・コンデンサですので，この周波数では，コンデンサの損失は無視できる値です．6290 pF という半端な値を使ったのは，手もとにたくさんあったからで他意はありません．

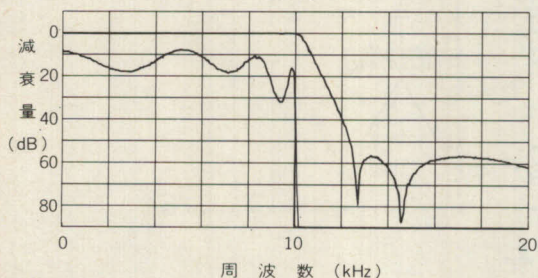
なお各 OP アンプの IN⁻端子につながる 2 本の 10

〈図 24(a)〉 *LC* 低域フィルタ

〈図 24(b)〉 *Q*=150 のときの振幅-周波数特性
(帯域内は 10 倍，*LC* の値は 3 桁まで使用)

〈図 25 (a)〉
図 24 (a)を正規化し π-T 変換した LC フィルタに $1/s$ 変換を施し，FDNR を使用した回路

各抵抗値に $\frac{1}{2\pi fc}=\frac{1}{2\pi 10^4\times 6290\times 10^{-12}}\doteqdot 2530$ を掛ける

〈図 25 (b)〉
DNR 低域フィルタ
(Bruton 型)

C はすべて6290pF
OP アンプは4560型

〈図 26〉 振幅-周波数特性(帯域内は 100 倍)

〈図 27〉 入出力特性

kΩ の抵抗(図 25 (a)の R)は，同じ値であれば計算上は省略することができますし，任意の値でよいことになりますので，ここでは 10 kΩ を使います．

計算方法は，まず $1/s$ 変換をして抵抗はコンデンサに，インダクタは抵抗に，コンデンサは FDNR とします．各素子の値は変わらず，単位だけ変わります．この値を $1/2\pi fC$ 倍したのが，実際の抵抗値になります．

この過程を図 25 に示します．直流分圧のために，入出力のコンデンサと並列に 1 MΩ の抵抗を接続します．この回路の周波数特性を図 26 に，電源電圧±15 V のときの入出力振幅特性を図 27 に示します．

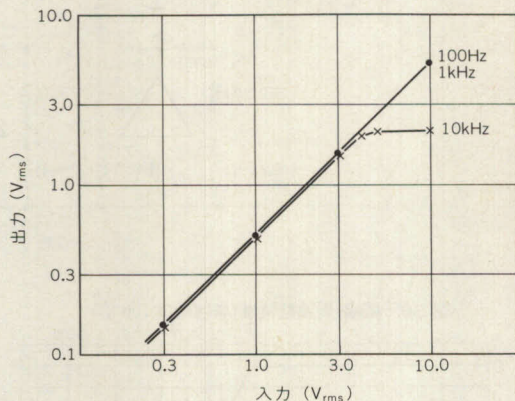



図 27 からわかるように，カットオフ周波数(10 kHz)付近でかなり低いレベルで飽和しており，過大入力には十分注意が必要です．

〈深谷武彦〉

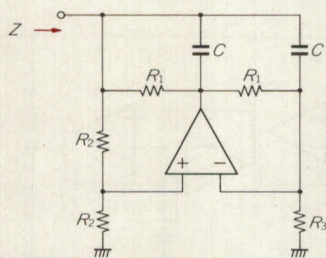
(トランジスタ技術　1986 年 10 月号)

FDNRを用いた チェビシェフ・ローパス・フィルタ(f_C=10kHz:Wouters型)

FDNRを実現する方法として，図28のWouters型FDNR回路があります．

この回路の入力インピーダンスZは，

$$Z=2\Big/\left\{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}-\frac{1}{R_3}+\left(3-\frac{R_1}{R_3}\right)sC+s^2C^2R_1\right\}$$

〈図28〉FDNRを実現するGIC回路(Wouters型)

となりますが，$R_1:R_2:R_3=6:3:2$に設定すれば，

$$Z=\frac{2}{s^2C^2R_1}$$

$$=-\frac{1}{\omega^2D}\qquad\left(D=\frac{1}{C^2R_1}\right)$$

となり，FDNRであることがわかります．

Woutersの回路を用いたチェビシェフ・フィルタを図29に，またこの回路の周波数特性を図30に示します．この回路で注意を要するのは直流が分圧される形になっているので，低い周波数で特性が乱れるということです．

図31にこの回路の入出力振幅特性を示します．この回路もカットオフ周波数付近で低いレベルで飽和するので注意が必要です．〈深谷武彦〉

(トランジスタ技術　1986年10月号)

〈図29〉FDNR低域フィルタ(Wouters型)

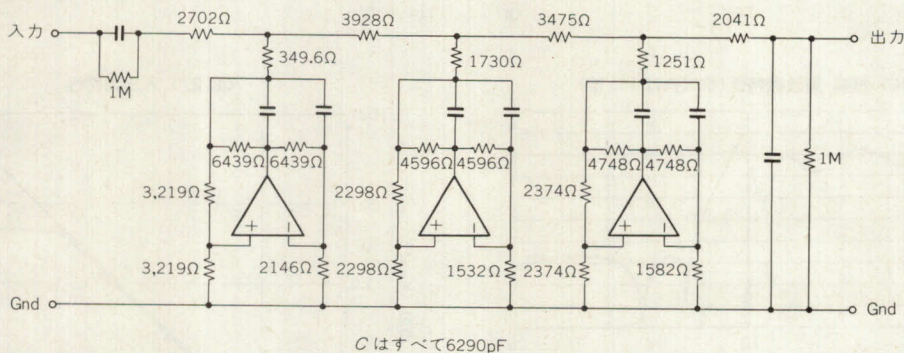
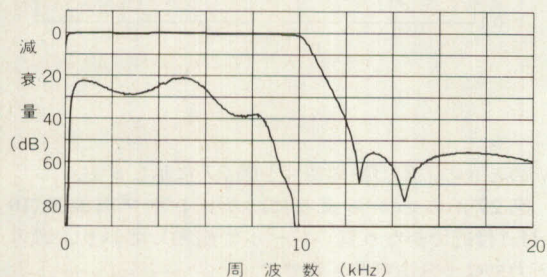
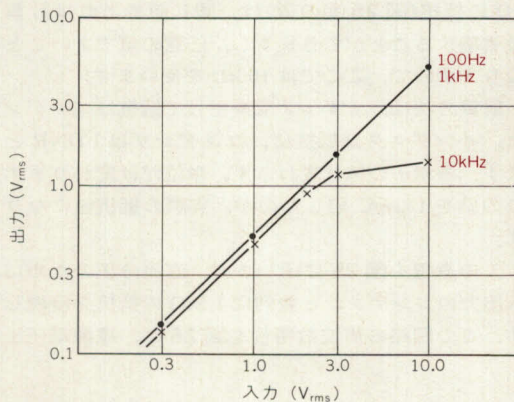
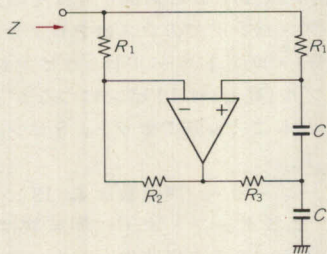
Cはすべて6290pF

〈図30〉振幅-周波数特性(帯域内は100倍)

〈図31〉入出力特性

FDNRを用いた チェビシェフ・ローパス・フィルタ(f_C=10kHz:Cheng & Lim型)

図32にCheng & Lim型FDNR回路を示します．

この回路の入力インピーダンスZは，

$$Z=\frac{1}{2}\left\{\left(2-\frac{R_2}{R_3}\right)\frac{1}{sC}+R_1+\frac{1}{s^2C^2R_3}\right\}$$

〈図32〉FDNRを実現するGIC回路 (Cheng & Lim型)

ですが，$R_2：R_3=2：1$に設定すると，

$$Z=\frac{R_1}{2}+\frac{1}{2s^2C^2R_3}=\frac{R_1}{2}-\frac{1}{\omega^2D}$$

となります．

上式からわかるように，この回路は純抵抗とFDNRが直列に接続された特性を示します．

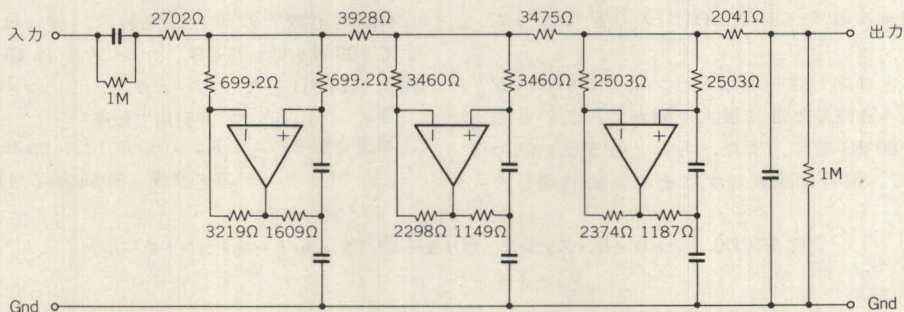
チェビシェフ・フィルタではシャント・アームは抵抗とFDNRが直列接続された形になっていますので，R_1に直列抵抗の役目をもたせるこができます．

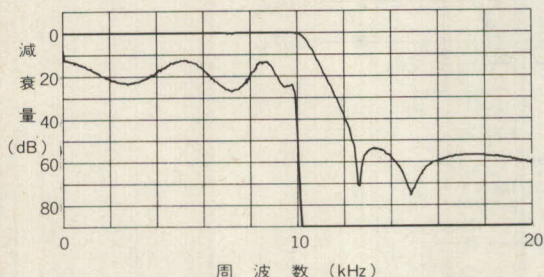
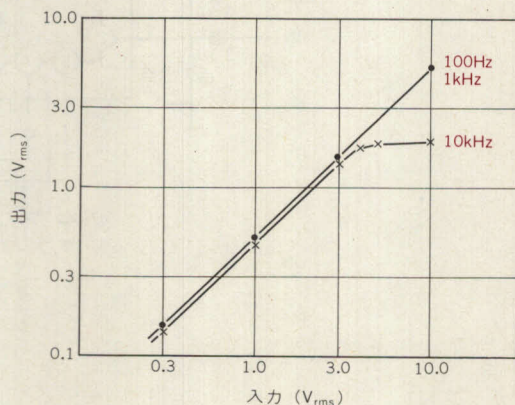
図33にCheng & Lim型のチェビシェフ・フィルタ回路図，図34にその周波数特性を示します．

図35は入出力振幅特性です．この回路もカットオフ周波数付近で低レベルで飽和するので注意が必要です．

〈深谷武彦〉

（トランジスタ技術　1986年10月号）

〈図33〉DNR低域フィルタ(Cheng & Lim型)

Cはすべて6290pF

〈図34〉振幅-周波数特性(帯域内は100倍)

〈図35〉入出力特性

TA7630Pを使って
DC電圧でコントロールできる

ボリューム&バランス付きトーン・コントロール回路

TA7630P

通常，ボリューム/バランス/トーン・コントロールは，信号系に *VR* を入れて調節しますが，これをDC電圧でコントロールするようにすると，以下のようなメリットがあります．

(1) *VR* に信号が流れないので，引き回しが自由に行え，ノイズを拾わない．

(2) 単連 *VR* で2chをコントロールできる．さらに原理的にはch数をいくらでも増やすことが可能．

(3) D-Aコンバータを用いれば，マイクロコンピュータで制御することもできる．

ここでは1チップでこの機能を満たすTA7630P(東芝)を用いて，回路を構成してみました．

このICはDIP16ピンで，その中にステレオ2ch分が入っています．ペア性にも優れており，ボリューム・コントロール・レンジは80dBと十分にとれています．

回路は図36に示すとおりで，2電源で用いた例です．コントロールはすべて10kΩ(B)の *VR* で行っています．

ボリューム・コントロールは8ピンにつながる *VR* で，もっとも V_{EE}側のときに最大に減衰し，このときの減衰量が−80dBです．また，もっとも5ピン側のときが0dBで，信号は減衰せずにそのまま通過します．通常信号系にボリュームが入るときは，聴感上の理由からAカーブを用いますが，ここではIC自身がそのような特性をもっているので，Bカーブを用います．

バランス・コントロールは，7ピンにつながる *VR* で，*VR* センタでバランスはセンタとなり，V_{EE}側で ch_1寄り(ch_2が減衰)，5ピン寄りではその逆となります．バランス・センタでのロスはありません．

バス(低音)・コントロールは，9ピンにつながる *VR*，トレブル(高音)は10ピンにつながる *VR* で行っており，ともに V_{EE}側でカット，5ピン側でブーストとなります．

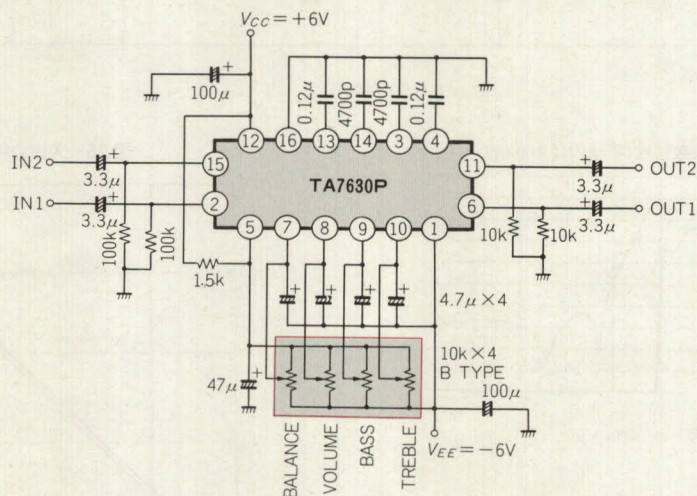
低域のターン・オーバ周波数は4，13ピンにつながる0.12μF，高域ターン・オーバ周波数は3，14ピンにつながる4700pFで決定され，ともに大きくすると周波数は低いほうへ、小さくすると高いほうへ移動します．

本回路定数での最大変化量は，バスは1kHzに対して100Hzで±11dB，トレブルは10kHzで+11dB，−14dBとなっています． 〈更科 一〉

◆引用文献◆

(1) 東芝音響用リニアIC，1985年1月，pp.463〜468.

(トランジスタ技術　1985年7月号別冊付録)

〈図36〉DCコントロール・ステレオ・ボリューム/バランス/トーン・コントロール

BA3812L を使った **5素子グラフィック・イコライザ**

BA3812L

最近，バス/トレブルのトーン・コントロールに代わって，グラフィック・イコライザを搭載した製品が多く出回ってきています．従来はグラフィック・イコライザというと，それだけでけっこう複雑な回路になっていたのですが，それ専用のICができてからは，きわめて簡単な回路でグラフィック・イコライザを実現できるようになりました．

図37はBA3812L(ローム)を使って，5素子のグラフィック・イコライザを実現した例です．このICは，入力バッファ・アンプを内蔵していますので，このIC1個でグラフィック・イコライザが構成できます．

ところで，この回路にも見られるように，グラフィック・イコライザには共振回路があり，そこには半導体インダクタが使われています．半導体インダクタとは，実際のインダクタ(コイル)は用いずに，能動素子を用いて等価的にインダクタと同じ働きをさせるもので，実際のインダクタを用いるよりも，

(1) 小型軽量になる

(2) 良質のインダクタが得られる

(3) 低コストで済む

などの長所があります．

共振回路1回路を抜き出すと，図38のようになります．ここで，共振周波数 f_0 と Q は次式のようになります．

$$f_0=1/(2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2})$$

$$Q=\sqrt{\frac{R_2C_1}{R_1C_2}}$$

この中で R_1 と R_2 はICに内蔵されていますので，f_0 と Q は外付けのコンデンサで決めるようにします．

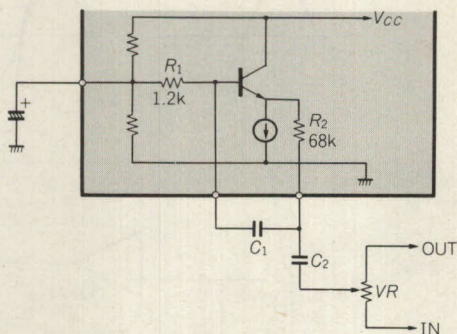
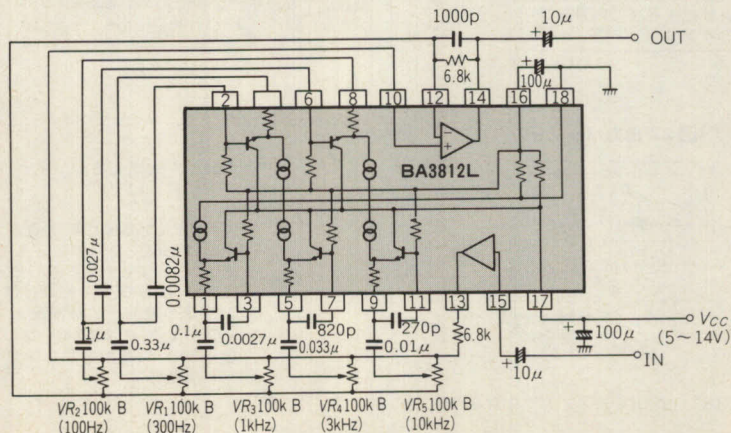
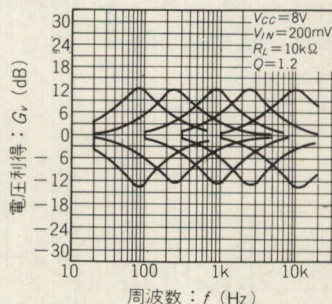
また，式からわかるように，同じ f_0 でもコンデンサの選び方で Q の値が違ってきます．Q を大きく，つまりその共振回路の関与する周波数帯域を狭くしたいときは C_1 を大きく C_2 を小さく，逆に Q を小さくしたいときは，その反対にします．図37の回路では，Q は約1.2に設定されています．

また共振周波数は，100 Hz，300 Hz，1 kHz，3 kHz，10 kHzに設定されており，最大ブースト量は+12 dB，最大カット量は−12 dBです．参考までに，この回路の周波数特性を図39に載せておきます．なお，フラットの状態におけるゲインは0 dBです．

また，共振周波数ポイントを多くしたいときは，ICを2個並列に用いることで，10素子のグラフィック・イコライザができますが，その際は Q をそれに応じて大きくしなければなりません．〈更科　一〉

◆引用文献◆

(1) '85 ローム〈電子部品〉データ・ブック，pp.103〜106.（トランジスタ技術　1985年7月号別冊付録）

〈図38〉共振回路

〈図37〉5素子グラフィック・イコライザ

〈図39〉周波数特性

第3章　演算回路

宮崎仁/更科一/稲葉保/青木英彦/松井邦彦

もっとも簡単な構成の 非反転型理想ダイオード回路

TL071　1S1588

ダイオード単体ではかならず V_Fのオフセット分が生じますが，ダイオードをOPアンプの帰還ループの中に入れてやれば，V_F分の誤差を打ち消すことができます(図1)．

$V_{in}>0$ のときダイオードがONになって負帰還が働くので，$V_{out}=V_{in}$となります．

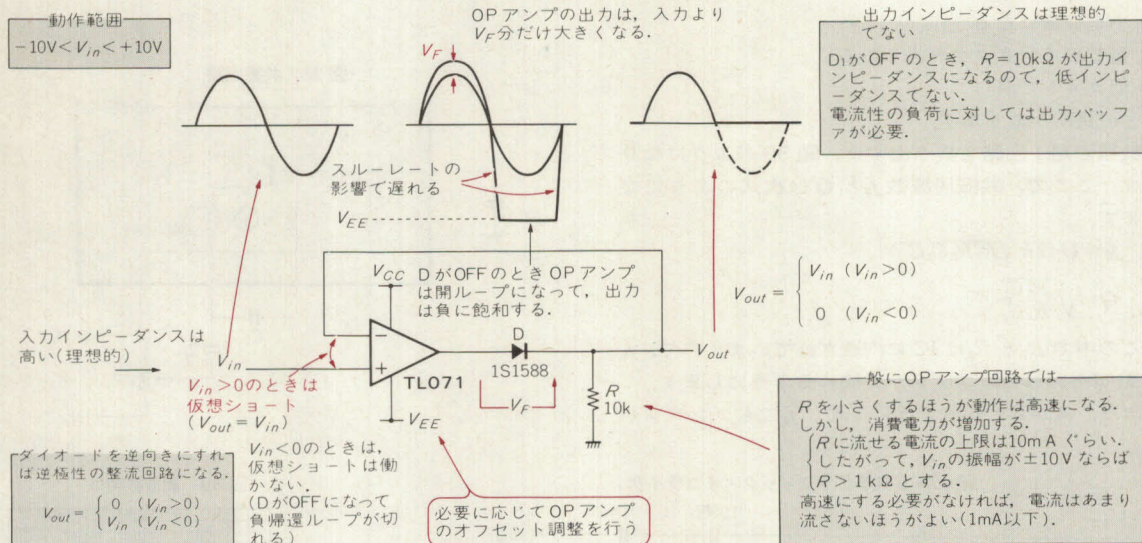
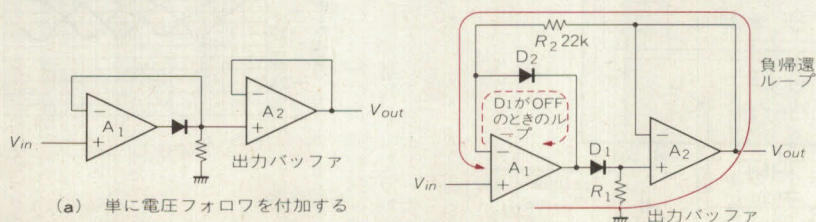
$V_{in}<0$ のときはダイオードがOFFになって，負帰還ループが切れます．回路の出力はOPアンプ出力と

〈図1〉 非反転型理想ダイオード回路

〈図2〉 出力バッファの入れ方

(a)　単に電圧フォロワを付加する

(b)　出力バッファまで負帰還ループに含める

部品点数はやや増えるが，(b)のほうがすぐれている．
理由は，
① V_{out}とV_{in}を直接比較するために誤差が少ない．
② ダイオードD_2を加えることにより，D_1がOFFの期間にはD_2を通る逆向きの負帰還ループができ，A_1が開ループにならない(反転型と同じスピードで動作できる)
という二つのメリットがあるため

切り離され，$V_{out}=0$ です．

このとき回路の出力インピーダンスが高くなってしまう(R に等しくなる)ので，**図2**のようにバッファ・アンプを設けるとよいでしょう．

理想ダイオードは，$V_{in}=0$ を境にしてOPアンプの動作が不連続になって，動作が遅れます．このため入力信号の高速な変化には追従できず，通常の線形動作のアンプより1～2桁低速になります．

〈宮崎　仁〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

広範囲の入力信号範囲に対応できる 反転型理想ダイオード回路

TL071　1S1588

非反転型理想ダイオードは，非反転アンプの帰還ループにダイオードを入れたものです．同様に，反転アンプとダイオードを組み合わせると，**反転型理想ダイオード**ができます(**図3**)．

$V_{in}>0$ のとき D_1 が ON になって負帰還が働き，$V_{out}=-V_{in}$ となります．

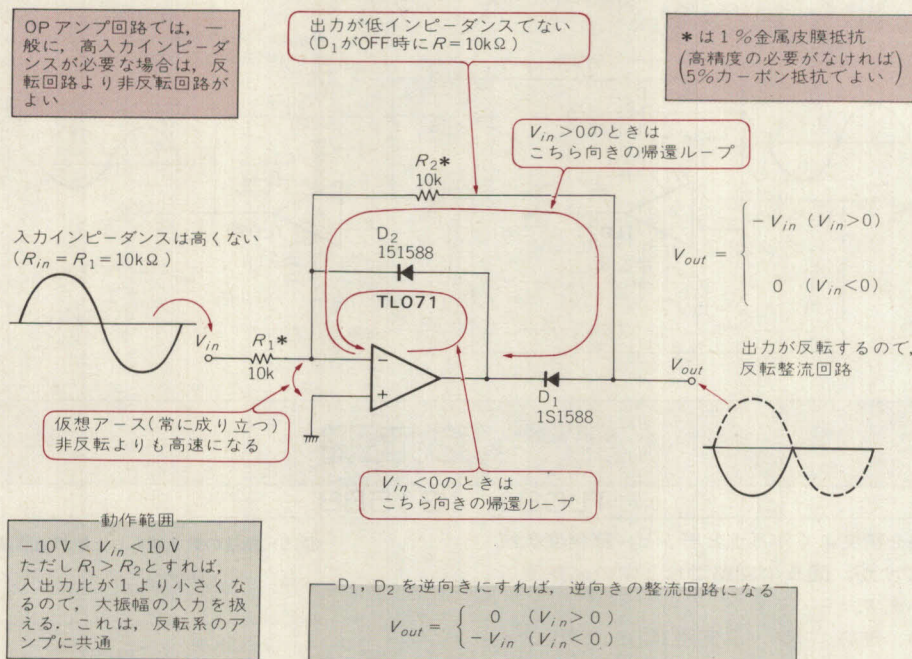
$V_{in}<0$ のときは D_1 が OFF になって，回路の出力をOPアンプ出力と切り離します．同時に，D_2 が ON になって内側の負帰還ループが働くので，$V_{out}=0$ となります．

非反転の場合と違ってOPアンプが開ループにはならないので，動作の遅れは小さくてすみます．そのため，**非反転理想ダイオードよりは高速動作が可能**です．

また**図3**では $R_1=R_2$ としていますが，$R_1>R_2$ とすれば大振幅の入力(OPアンプの電源電圧以上でもOK)を扱うことができ，また $R_1<R_2$ とすれば増幅作用をもつので，小振幅の入力を扱うことができます．

〈宮崎　仁〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

〈図3〉 反転型理想ダイオード回路

高精度が得られる 絶対値回路

TL071 1S1588

紹介する絶対値回路は，反転理想ダイオードと反転加算アンプを組み合わせたものです(図4)．

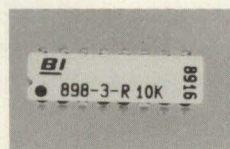
A_1が理想ダイオードで，$V_{in}>0$ のとき $V'=-V_{in}$，$V_{in}<0$ のとき $V'=0$ となります．

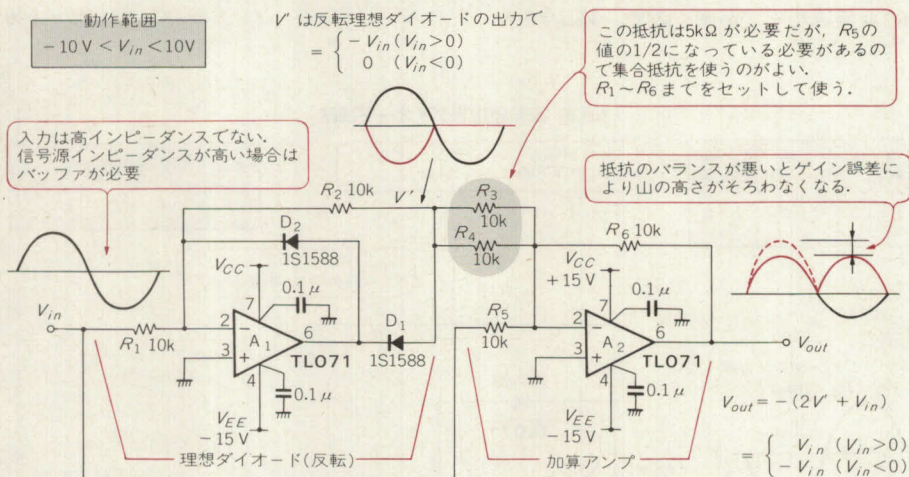
A_2は反転加算アンプです．V_{in}と V'を1：2の比で加算し，それを反転して出力します．すなわち，$V_{in}>0$ のとき $V_{out}=V_{in}$，$V_{in}<0$ のとき $V_{out}=-V_{in}$が得られます．

この比は R_3～R_5で決まりますが，抵抗値のバランスが悪いと入力電圧の正側と負側のゲインが異なってしまうので，**写真1**に示すような集合抵抗を使うと有効です．

この回路は精度は高くとれるのですが，A_1の出力が $V_{in}<0$ で飽和に入ることから，スピードはあまり期待できません．オーディオ周波数帯での使用が限界でしょう．

〈宮崎　仁〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

〈写真1〉集合抵抗の外観

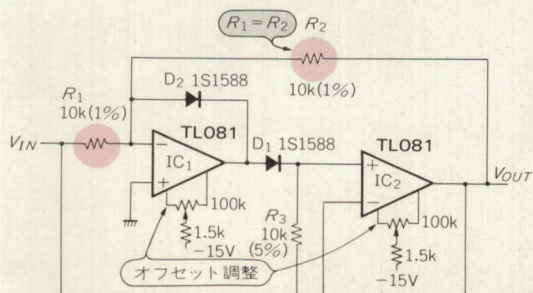
〈図4〉ダイオードとOPアンプによる絶対値回路

少ない高精度抵抗でできる 絶対値回路

TL081 1S1588

絶対値回路を精度よく作ろうと思うと，高精度抵抗が多数必要ですが，図5の回路では2本の高精度抵抗だけですみます．

この回路は，理想ダイオード回路IC_1と，電圧フォロワIC_2を組み合わせたものと考えられます．入力が $V_{IN}<0$ のとき，ダイオードD_1が導通して，D_1とIC_2，R_2を通る負帰還ループができます．したがって，出力は $V_{OUT}=-V_{IN}$となります．

また，$V_{IN}>0$ のときはD_1がOFFになり，IC_1の出力をIC_2から切り離します．すなわちIC_2の入力はV_{IN}で，出力は $V_{OUT}=V_{IN}$となります．この場合でも，IC_1の

〈図5〉抵抗の数を減らした絶対値回路

出力はD_2によって制限されますから，出力の飽和によって応答が遅れる恐れはありません．

抵抗値については，R_1とR_2の抵抗比だけが精度に影響し，R_3は無関係です．ただし，D_1のもれ電流やIC_2の入力バイアス電流がR_3を流れることによって誤差を生じますから，極端に大きな値は避けるほうがよいでしょう．

また，精度は抵抗の絶対値ではなく抵抗比R_1：R_2に依存しますから，抵抗アレイを用いて精度を向上できます．また，トリマで調整する場合でも，R_1の一箇所だけですみます．なお当然のことながら，V_{IN}の信号源抵抗はR_1にくらべて十分に小さい必要があり，無視できない場合それがそのまま誤差となります．このような場合は，入力にバッファ・アンプなどを付けるようにします．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1988年3月）

OPアンプ1個でできる 絶対値回路

TL081　1S1588

精度は多少悪くなりますが，OPアンプ1個だけでできる絶対値回路を紹介します．抵抗の数も3本(精度に影響するのはそのうち2本)ですみます．

回路は図6に示すように，反転型の理想ダイオードに抵抗R_3を挿入したものです．$V_{IN}<0$のときはD_1が導通して，D_1とR_2，R_3を通る負帰還ループができます．ここで，R_3を流れる電流が無視できるぐらい小さければ，R_1とR_2の分圧点の電圧は0となり，出力$V_{OUT}=-V_{IN}$が得られます．

また$V_{IN}>0$のときは，D_2が導通して，D_2を通る負帰還ループができます．このとき，R_1とR_3の分圧点から出力V_{OUT}を取り出すことになり，$V_{OUT}=\{R_3/(R_1+R_3)\}V_{IN}$となります．ここで，$R_3 \gg R_1$であれば，$V_{OUT}=V_{IN}$とみなすことができます．

このように，図6の回路は絶対値回路として働くわけですが，最初に述べたように精度の面から若干の制約があります．といっても，1％程度の精度は無理なく実現できますから，十分に実用になります．

精度のポイントは，$V_{IN}>0$のときの精度がほぼ$R_3/(R_1+R_3)$で決まりますから，R_3とR_1の抵抗比を十分に大きくとることです．$R_1(=R_2)$については，抵抗値をあまり小さくとると，$V_{IN}<0$のときにOPアンプの出力が過負荷になってしまいますから，一般には5 k～10 kΩぐらいが用いられます．

一方R_3については，抵抗値をあまり大きくとるとノイズを拾いやすくなりますし，また$V_{IN}<0$のときにR_3での電圧降下が大きくなってしまいます．実用的には，1 MΩ程度が上限です．

また，$V_{IN}<0$のときにR_3を流れる電流を小さくするために，OPアンプにはFET入力のものを選びます．ダイオードD_1にも，逆方向のもれ電流が小さいものを選ぶ必要があります．

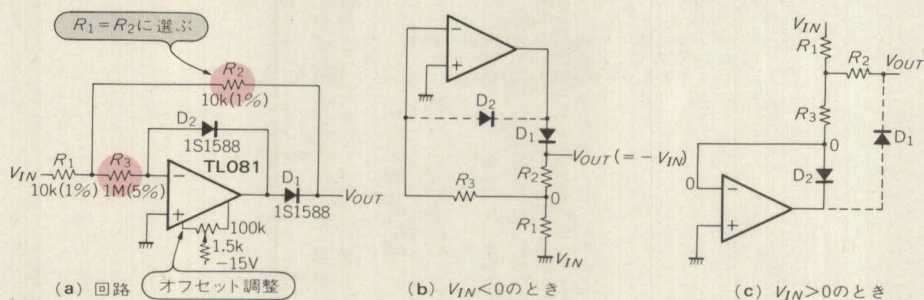
また，この回路を用いる場合には，出力インピーダンスにも注意する必要があります．この回路は$V_{IN}>0$のときの出力インピーダンスが大きい(R_1+R_2で決まる)欠点があります．したがって，次段の回路の入力インピーダンスが小さい場合には，バッファが必要になり，部品点数が増えてしまいます．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1988年3月号）

〈図6〉OPアンプ1個でできる絶対値回路

(a) 回路　(b) $V_{IN}<0$のとき　(c) $V_{IN}>0$のとき

精度とスピードを両立させた 絶対値回路

TL071　2SC1815

この回路は，トランジスタの飽和動作と不飽和動作を使いわけて，1本のトランジスタで絶対値回路を構成しています(図7)．出力 V_{out}はトランジスタのコレクタ電位を取り出しています．また，エミッタ電位が常に入力 V_{in}と一致するように，OPアンプにより負帰還がかかっています．

$V_{in}<0$のときはトランジスタは不飽和動作で，コレクタ電流 I_Cにくらべて，ベース電流 I_Bは十分に小さくなります($1/h_{FE}$になる)．したがって，R_1と R_2の電圧降下がほぼ等しくなり，$V_{out}=-V_{in}$が得られます．

$V_{in}>0$ではトランジスタは飽和動作になります．V_{out}は V_{in}より下がることはないので，その分コレクタ電流 I_Cが小さくなり，$V_{out}≒V_{in}$でバランスします．

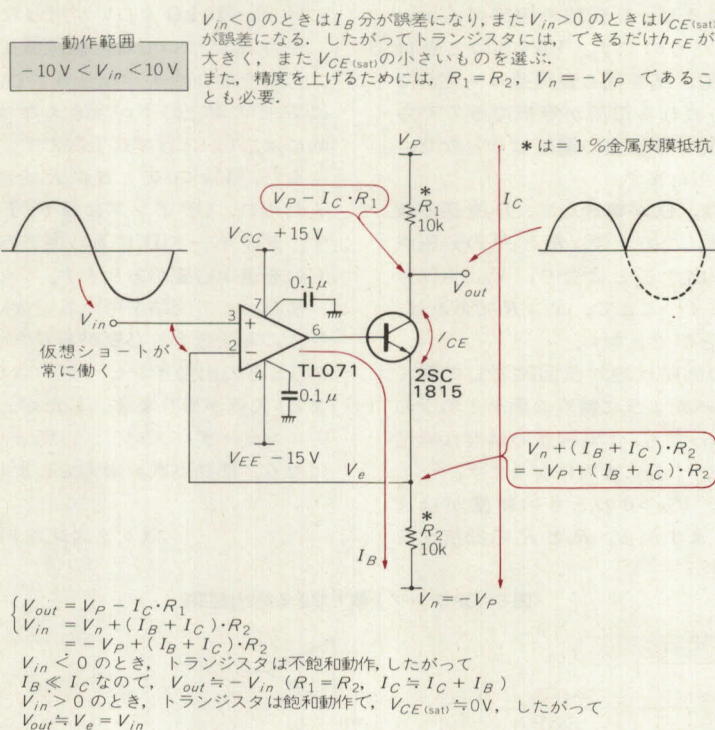
この回路で精度を高くするには，トランジスタの h_{FE}が高いこと，電源電圧の絶対値が等しいことが必要です．また出力抵抗が高いので，次段につながる回路の入力抵抗が十分に大きくない場合は，間にバッファを入れる必要があります．　〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図7〉トランジスタを使った絶対値回路

$$\begin{cases} V_{out}=V_P-I_C \cdot R_1 \\ V_{in}=V_n+(I_B+I_C) \cdot R_2 \\ \quad =-V_P+(I_B+I_C) \cdot R_2 \end{cases}$$

$V_{in}<0$のとき，トランジスタは不飽和動作，したがって
$I_B \ll I_C$なので，$V_{out}≒-V_{in}$（$R_1=R_2$，$I_C≒I_C+I_B$）
$V_{in}>0$のとき，トランジスタは飽和動作で，$V_{CE(sat)}≒0V$，したがって
$V_{out}≒V_e=V_{in}$

高速動作が可能な 絶対値回路

TL071 2SC1815

二つのNPNトランジスタのエミッタ・フォロワ出力を接続すると，大きいほうが出力に得られます．すなわち最大値回路です．ですから，一方のエミッタ・フォロワに V_{in}を入力し，他方に$-V_{in}$を入力すれば，V_{in}の絶対値が得られることになります(図8)．

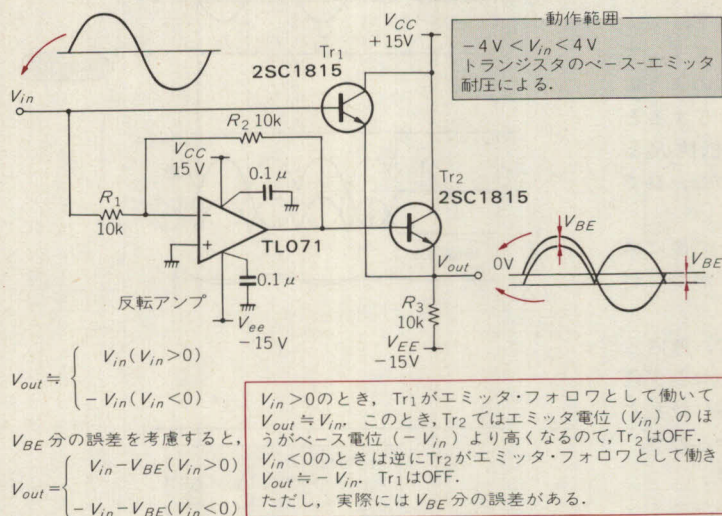
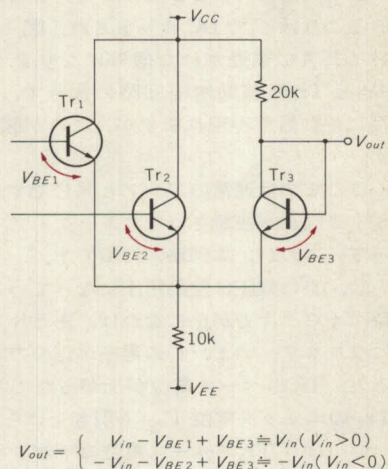
この回路では出力にエミッタ・フォロワをそのまま用いているので，V_{BE}分だけ電圧が下がります．これはかなり大きい誤差です．

しかし，図9のように少し回路を変えれば誤差を減らすことができます．これはTr_1あるいはTr_2によりV_{BE}だけ下がった電位を，Tr_3を用いてもち上げてやろうというものです．Tr_3の代わりにダイオードを用いてもかまいませんが，多少誤差は大きくなります．

なお，小さいほうのトランジスタのベース-エミッタ間は，大きいほうとの差の分だけ逆バイアスされます．一般に，ベース-エミッタ間耐圧はあまり高くないので(2SC1815は5V)，信号振幅はそれ以下に抑える必要があります．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1990年10月）

〈図8〉エミッタ・フォロワ型絶対値回路

〈図9〉V_{BE}のオフセットをキャンセルする方法

$$V_{out} = \begin{cases} V_{in} - V_{BE1} + V_{BE3} \fallingdotseq V_{in}(V_{in}>0) \\ -V_{in} - V_{BE2} + V_{BE3} \fallingdotseq -V_{in}(V_{in}<0) \end{cases}$$

数MHzの信号も扱える 絶対値回路

2SC1840

ディスクリートのトランジスタを使うと，意外と簡単に低電圧で高周波まで使える両波整流回路を作ることができます．

図10に電源電圧5Vで数MHzの周波数の信号まで扱える両波整流回路を示します．Tr_1とTr_2は入力信号を増幅して，その負荷抵抗R_6，R_7に差動電圧信号を取り出すための差動増幅回路です．

Tr_3とTr_4はエミッタ・フォロワで，そのベースには差動電圧が入力されますが，エミッタ同士が接続されているので，エミッタに現れる電圧は常に高いほうの電圧が現れ，これにより両波整流が行われます．

この回路の各部電圧波形を図11に示しますが，この図を参考にしながら回路の動作を説明します．

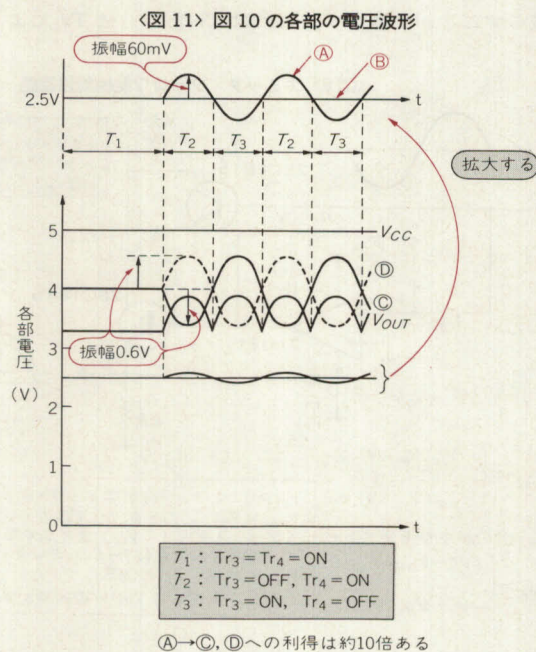
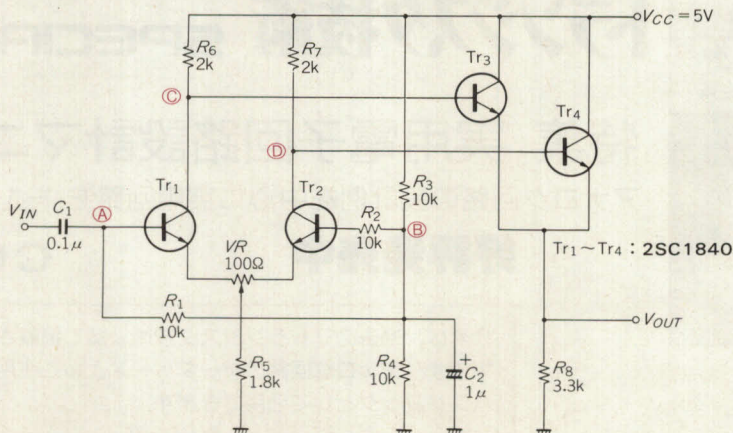
まず入力にV_{IN}なる信号が入力されたとします．するとこれはC_1でDCカットされ，図11のⒶのようにバイアスに重畳された信号になります．そうするとTr_1とTr_2の差動増幅回路の働きで，負荷抵抗R_6とR_7に差動信号が現れますが，これが図11のⒸ，Ⓓです．

ここまでは通常のアンプと同じですが，その後にエミッタ同士が接続されたエミッタ・フォロワがつながっているのが，本回路の特徴です．

Ⓒ，Ⓓの電圧は差動電圧になっているので，無信号時にくらべ片方が正になれば，あと片方はかならず負になります．いま，Ⓒの電圧が正の方向に振れたとすると，Tr_3のベース電位が上がったことになるので，Tr_3のエミッタ電位V_{OUT}も引き上げられます．

いっぽうTr_4のベース電位は下がりますが，エミッタはTr_3のエミッタで引き上げられているので，下がることはありません．つまり，Tr_4はOFFして出力には無関係になり，あたかもTr_3だけがエミッタ・フォロワで働いているように見えるわけです．

反対にⒸの電圧が負，Ⓓの電圧が正のときには，Tr_3がOFFしてTr_4だけが働いている格好になり，やはりV_{OUT}は引き上げられます．結局Ⓒが正でⒹが負のときも，Ⓓが正でⒸが負のときもいずれの場合もV_{OUT}は上に振れて図11のV_{OUT}のようになります．

〈図11〉図10の各部の電圧波形

〈図10〉トランジスタを使った両波整流回路

このようにして入力信号 V_{IN} を両波整流(絶対値化)したものが V_{OUT} に現れます．

なお Tr_1 と T_{r2} のエミッタ間の VR は，V_{IN} に正弦波を入力したとき，V_{OUT} の半波ごとの振幅が等しくなるように調節します．

またここでは $V_{CC}=5\,V$ としましたが，バイアス関係と信号の振幅にさえ注意すれば(抵抗値を変える)，さらに低い V_{CC} でも動作させることができます．さらに R_8 にコンデンサを並列にいれて，次段をハイ・インピーダンスで受ければ，両波整流波形をさらにピーク検波した信号が得られます．〈更科　一〉

(トランジスタ技術　1991年1月号)

入力抵抗の高い 減算回路

図12は一般的な減算回路です．OPアンプの正側入力端子電圧 V_+ は，

$$V_+=\frac{R_2}{R_1+R_2}V_{IN+}\quad\cdots\cdots(1)$$

負側入力端子電圧 V_- は，

$$V_-=\frac{R_2\cdot V_{IN-}+R_1V_0}{R_1+R_2}\quad\cdots\cdots(2)$$

ですが，帰還により $V_+=V_-$ ですから，(1)，(2)式より，

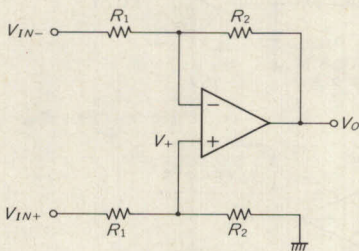
$$V_0=\frac{R_2}{R_1}(V_{IN+}-V_{IN-})\quad\cdots\cdots(3)$$

となります．

減算回路正側の入力インピーダンスは R_1+R_2，負側の入力インピーダンスは，

$$R_{IN-}=\frac{R_1\cdot V_{IN}}{V_{IN-}-\dfrac{R_2}{R_1+R_2}V_{IN}}\quad\cdots\cdots(4)$$

となり，正，負の信号により変化します．

信号源に対する影響を小さくするには，図13のような高入力抵抗の計装用増幅回路(インスツルメンテーション・アンプと呼ばれる)が適します．

OPアンプ A_1，A_2 の出力電圧 V_{A1}，V_{A2} は，

$$V_{A1}=V_{IN-}-\frac{R_F}{R_G}(V_{IN+}-V_{IN-})\quad\cdots\cdots(5)$$

$$V_{A2}=V_{IN+}+\frac{R_F}{R_G}(V_{IN+}-V_{IN-})\quad\cdots\cdots(6)$$

(3)式，(5)式，(6)式を解くと，

$$V_0=\left(1+2\frac{R_F}{R_G}\right)\cdot\frac{R_2}{R_1}(V_{IN+}-V_{IN-})\quad\cdots\cdots(7)$$

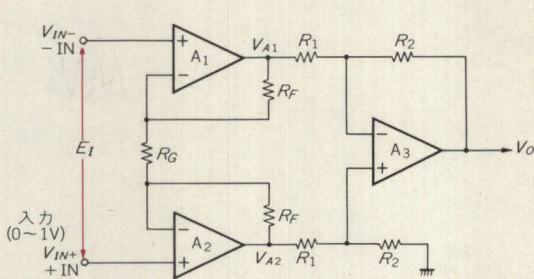
となります．

この回路の入力インピーダンスは，正・負側とも非常に高くなります．

また(7)式からわかるように，OPアンプ A_1，A_2 でもゲインをかせぐことができます．

〈稲葉　保〉

(トランジスタ技術　1988年6月)

〈図12〉一般的な減算回路

〈図13〉入力抵抗の高い減算回路

簡単に高精度が得られる PWM型乗算回路

TL071

パルス幅変調(PWM)を利用すると，簡単な回路で高精度の乗算回路を実現することができます．

制御電圧 V_Xのパルス幅変調と，制御電圧 V_Yのパルス振幅変調を同時に行えば，パルスの面積は V_X・V_Yに比例することがわかります(図14)．このパルスを積分して平均化すれば，V_X・V_Yが連続電圧として得られます．

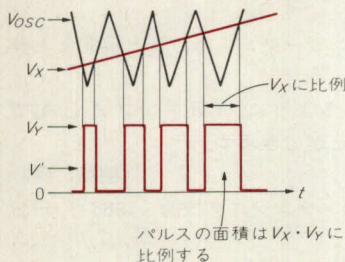
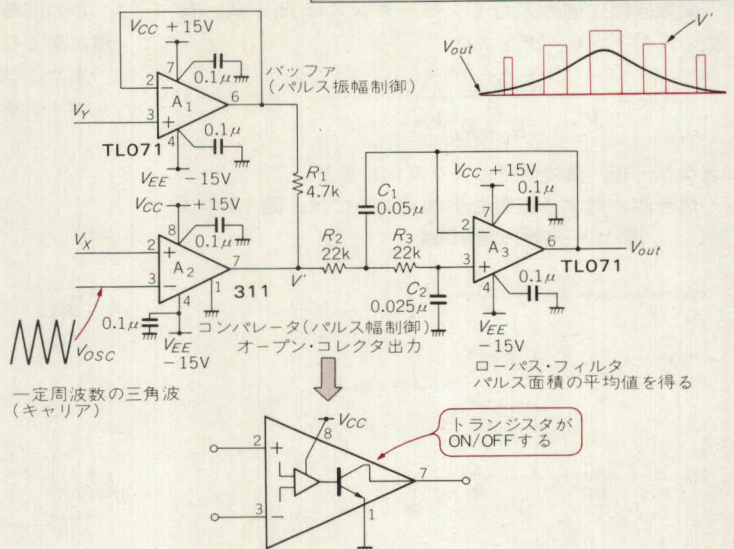
図15に示すのがパルス幅変調型乗算回路です．この回路では，V_Xや V_Yの変化に対して，方形波(キャリア)が十分に高速でなければなりません．そのため，低速の入力信号しか扱うことができません．しかし他の方式にくらべて，安定で高精度な演算が可能です．

A_2がパルス幅変調が行われる部分で，V_Xと V_{OSC}(三角波)の大小関係により，出力には V_Xに比例したデューティのパルス波 V'が現れます．そのパルス波 V'の波高値は，A_2の出力がオープン・コレクタで R_1を負荷としているので，A_1の出力電圧すなわち V_Yに等しくなります．

V'は A_3の LPF によりキャリア成分が除去され，結局 A_3の出力 V_{out}には V_Xと V_Yの積に比例した電圧が現れることになります．この LPF の f_Cは 200 Hz に設定されているので，入力信号周波数は 100 Hz 程度まで，V_{OSC}はその 100 倍以上(10 kHz 以上)にとるようにします．

〈宮崎　仁〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

〈図14〉パルス幅変調とパルス振幅変調

〈図15〉パルス幅変調型乗算回路

理想ダイオード回路を用いた 最大値回路

TL071　LM6361

複数の入力信号の中から，もっとも大きな値の信号を選択して出力するのが最大値回路です．

実用的な最大値回路としては，OP アンプを用いダイオードの順電圧をキャンセルして，アナログ OR を取り出す図16(a)の回路が用いられます．**写真2(a)**～(c)が図16(b)の定数による動作です．回路図では2入力となっていますが，理想ダイオード回路を増やすことにより，入力数も増やせます．

$V_{IN} > V_{IN}'$のときはD_1＝ON, D_2＝OFFとなり，$V_{OUT} = V_{IN}$となります．このとき A_1の出力は $V_{OUT} + V_F$,

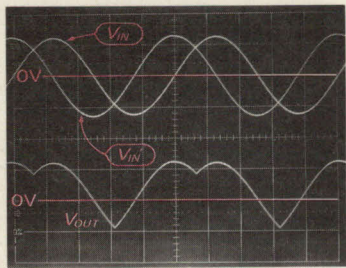
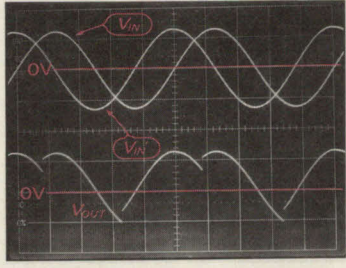
A_2の出力はマイナス側に振り切れて飽和に入ります．$V_{IN} < V_{IN}'$ではこの逆になります．

この回路は，ダイオードが非導通のときOPアンプが開ループになるので，スピードが遅いという欠点があります〔**写真2**(b)〕．広帯域OPアンプを用いて高速化した例を，**写真2**(c)に示します．

これに対して，理想ダイオード回路をOPアンプの飽和に入らないタイプにすることにより，スピード・アップを図ることができます．**図17**がその回路で，反転型理想ダイオードを用いた最大値回路の例です．出力が反転されるので，プルアップ抵抗は+15V側に接続されます．動作例は**写真3**です．**図16**の回路で広帯域OPアンプを用いたのと，同程度のスピードアップができます．

この回路では，$V_{IN} > V_{IN}'$では$D_1 = D_4 =$OFF，$D_2 = D_3 =$ONとなり，$V_{OUT} = -V_{IN}'$となります．このときA_1の出力は$V_{OUT} - V_F$，A_2の出力は$+V_F$となり，A_2の出力は飽和にまではいたりません．このため**図16**の回路にくらべて，高速動作が可能なわけです．

なお**図16**，**図17**ともに正の最大値の信号を選択して出力しますが，負の最大値の信号を選択して出力するようにするには，すべてのダイオードの向きを反対にし，出力のプルダウン(プルアップ)抵抗の接続先を+15Vから−15V(−15Vから+15V)へと変更します．こうすると負の最大値の信号，すなわち最小値が選択される最小値回路となります．　**〈宮崎　仁〉**

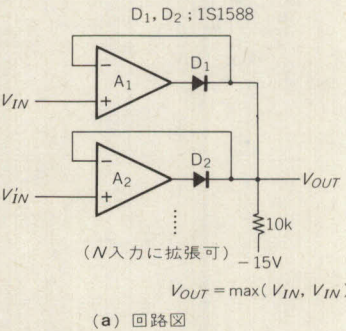
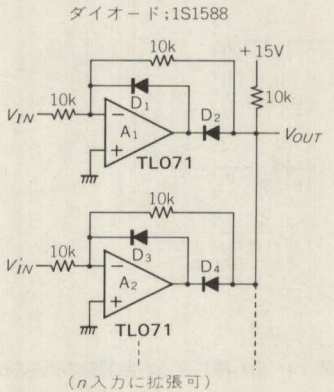
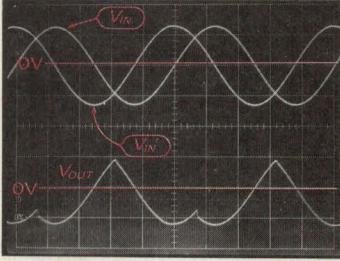
(トランジスタ技術　1989年7月号)

(a) 100 Hz(縦軸1 V/div，横軸2 ms/div)

(b) 10 kHz(縦軸1 V/div，横軸20 μs/div)

(c) 10 kHz(LM6361，縦軸1 V/div，横軸20 μs/div)

〈写真2〉理想ダイオードを用いた最大値回路特性

〈図16〉理想ダイオードを用いた最大値回路

(a) 回路図

OPアンプ A1, A2	入力周波数	動作例
TL071	100Hz	**写真2(a)**
TL071	10kHz	**写真2(b)**
LM6361	10kHz	**写真2(c)**

(b) 実験の定数

〈図17〉反転型理想ダイオードによる最大値回路

〈写真3〉反転型理想ダイオードによる最大値回路(縦軸1 V/div，横軸20 μs/div)

温度特性の優れた 折れ線近似型対数変換回路

TL071 1S1588

折れ線による近似回路(図18)は，理想ダイオードを利用して作ることができます．この回路で，A_1～A_3は理想ダイオード，A_4～A_5は加算アンプです．

V_{in}が0.01～0.1 VのときA_1，0.1～1 VのときA_1～A_2，1 V以上のときA_1～A_3がONになります．それをA_6で加算して，0.01 V，0.1 V，1 Vの3点で折れ曲がった折れ線を得ています(図19)．

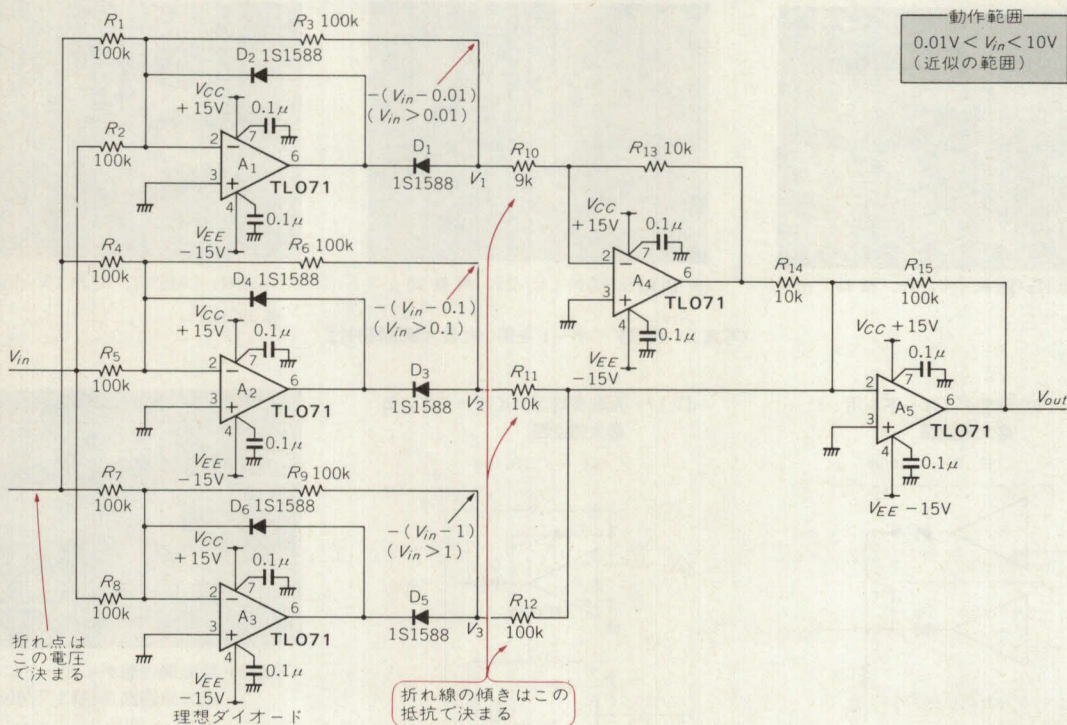
この方式の利点は他の回路がもっている原理的な温度特性がないことです．

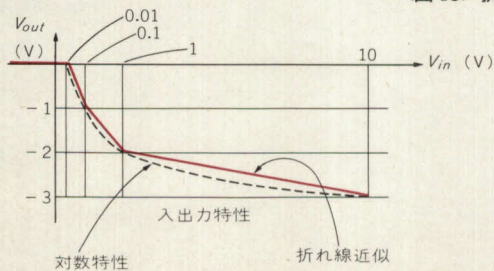
このため特別な温度補償をしなくても良好な温度特性が得られます．ただし精度は折れ線近似で決まってくるのであまりよくなく，精度をよくするためには折れ線の数を増やす必要があります．

なお折れ線近似を他の関数にすることにより，対数変換以外の回路になることはいうまでもありません．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図18〉折れ線近似による対数変換回路

動作範囲
$0.01\text{V} < V_{in} < 10\text{V}$
（近似の範囲）

〈図19〉折れ線による対数関数の近似特性

ダイオード折れ線近似を使った三角波-正弦波変換回路(サイン・コンバータ)

2SC945 2SA733

正弦波を得るには，直接正弦波を発振させるほかに，三角波を折れ線近似して正弦波を得る方法があります．ファンクション・ジェネレータのように各種波形が取り出せるものは，たいていこの方法で正弦波を得ています．

原理は図20のようになっています．入力信号 V_i が E_4 よりも小さいとき，すべてのダイオードはOFFしており，このため出力には入力と同じ大きさの信号が出てきます．つぎに $E_1 < V_i < E_2$ となるとダイオード D_1 のみがONし，出力には入力信号が R_O と R_1 で分圧されたものが出てきます．

さらに $E_2 < V_4 < E_3$ となると D_1 と D_2 がONして，出力には入力信号が R_O と $(R_1 /\!/ R_2)$ で分圧されたものが出てきます．そして入力が大きくなるにしたがって，ダイオードは D_1～D_6 まで順次ONしていき，入出力の関係は入力信号の大きいほど，傾きのゆるやかなカーブとなります．ここでは $V_i \geqq 0$ で説明しましたが，$V_i < 0$ でもダイオードと E の極性が反対になるだけで，動作はまったく同じです．

実際の回路例を図21に示します．入力としては10 V_{P-P} の三角波を入れ，折れ線近似回路(ダイオード・リミッタ)の後にはバッファ・アンプを入れています．半固定抵抗 VR_1 と VR_2 は，バイアス電圧を変えてひずみ率を調整するものです．交互に調整することにより，0.2％程度までひずみ率を下げることができます．さらに低ひずみ率を望む場合は，ダイオードの数をもっと増やさなければなりません．

なお，図21の回路定数は入力信号が10 V_{P-P} で設計されています．入力信号の振幅がこの値からずれると，いくら調整してもひずみ率はよくならないので注意してください．

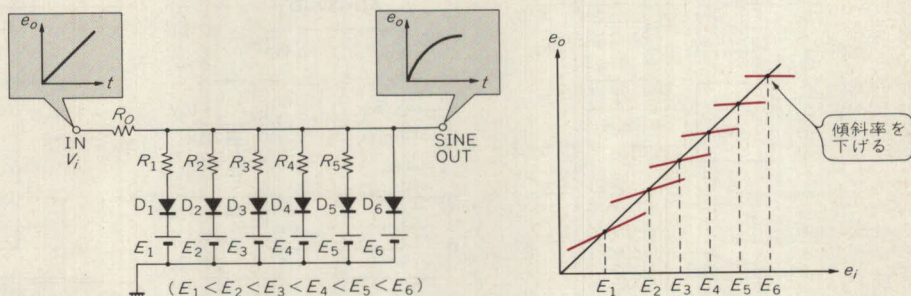
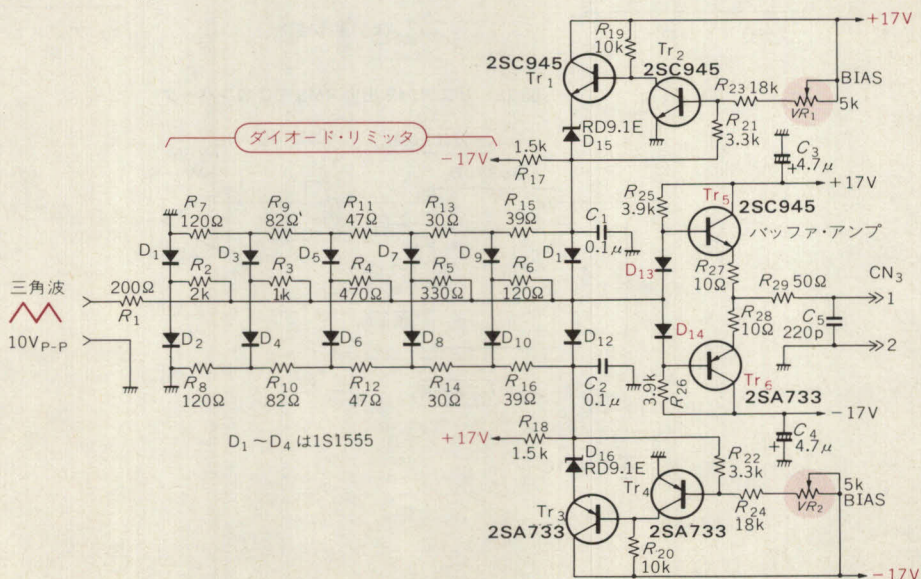
〈稲葉　保/青木英彦〉

◆引用文献◆

(1) 稲葉　保；ファンクション・ジェネレータ，トランジスタ技術，'84年8月号．

(トランジスタ技術　1984年8月号)

〈図20〉[1] サイン・コンバータ(正側のみ)の原理

〈図21〉[1] 実際のサイン・コンバータ

リニア/dB出力が同時に得られる 実効値-直流電圧変換回路（RMS-DCコンバータ）

AD637JD AD548

AD637は，−3 dB周波数帯域が8 MHz（2 V_{RMS}入力時）と周波数帯域が広くなっています．また，変換誤差も調整なしで0.5 %（max）（Jタイプ，Kタイプでは0.2 %）と非常に優れています．これだけの性能があれば，ほとんどの用途では調整の必要がありません．したがって，この実験では，フル・スケール調整もオフセット調整も行っていません．また，外部調整によって0.1 %の変換誤差が実現できます．

図22(a)にAD637のピン接続図を示します．AD637の特徴の一つに，パワー・ダウン機能があります．チップ・セレクト・ピン（5番ピン）をグラウンド（あるいは−V）に接続すると，消費電流は2.2 mAから0.35 mAに減少します．またそのとき，出力はハイ・インピーダンスになるので，2個以上のAD367を切り替えて使う場合，別にマルチプレクサを用意する必要がありません．

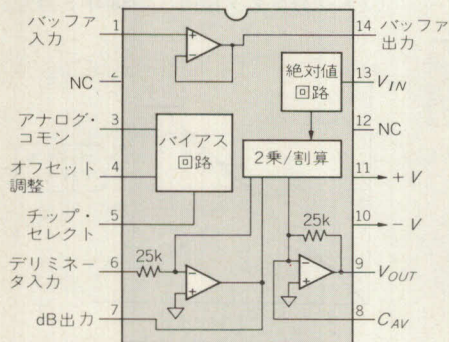
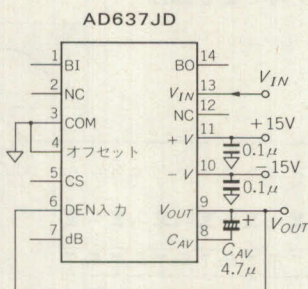
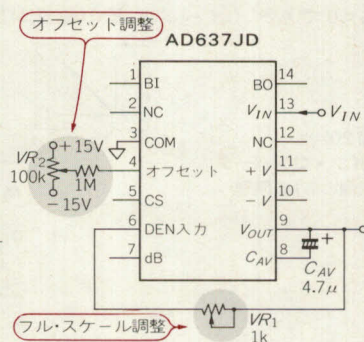
図22(b)が基本回路で，図(c)はフルスケール調整とオフセット調整をした場合です．図(b)の基本回路でも，100 kHzで0.1 %，1 MHzで5 %以下の誤差です（V_{IN}=2 V_{rms}）．

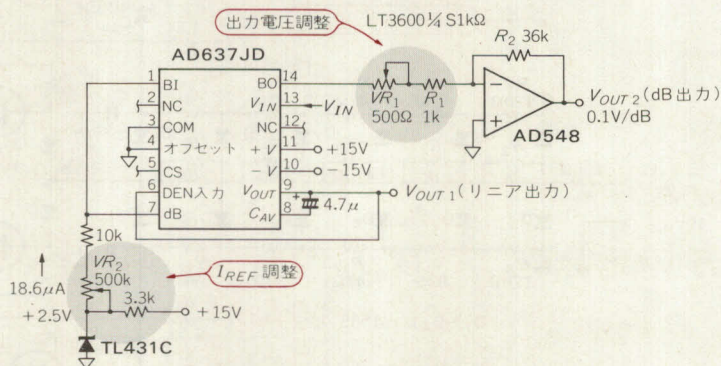
AD637にはdB出力が付いているので，このピンを用いると簡単にdB出力のRMS-DCコンバータを実現することができます．

これを図23に示しますが，7ピンのdB出力を1ピン→14ピンのバッファを介して，AD548の反転アンプに接続しています．こうすることにより，V_{OUT1}にはリニア出力，V_{OUT2}にはdB出力が得られます．

〈松井邦彦/更科　一〉

（トランジスタ技術　1991年4月号）

〈図22〉AD637の使い方

（a）ピン接続図　（b）基本回路　（c）フル・スケール調整とオフセット調整

〈図23〉リニア/dB出力RMS-DCコンバータ

乗算器ICを用いた 100 MHz帯域RMS-DCコンバータ

AD834 AD648 2SC1815

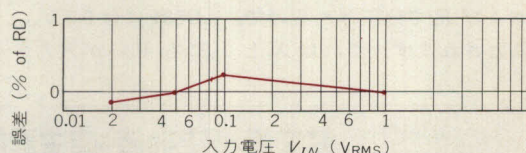
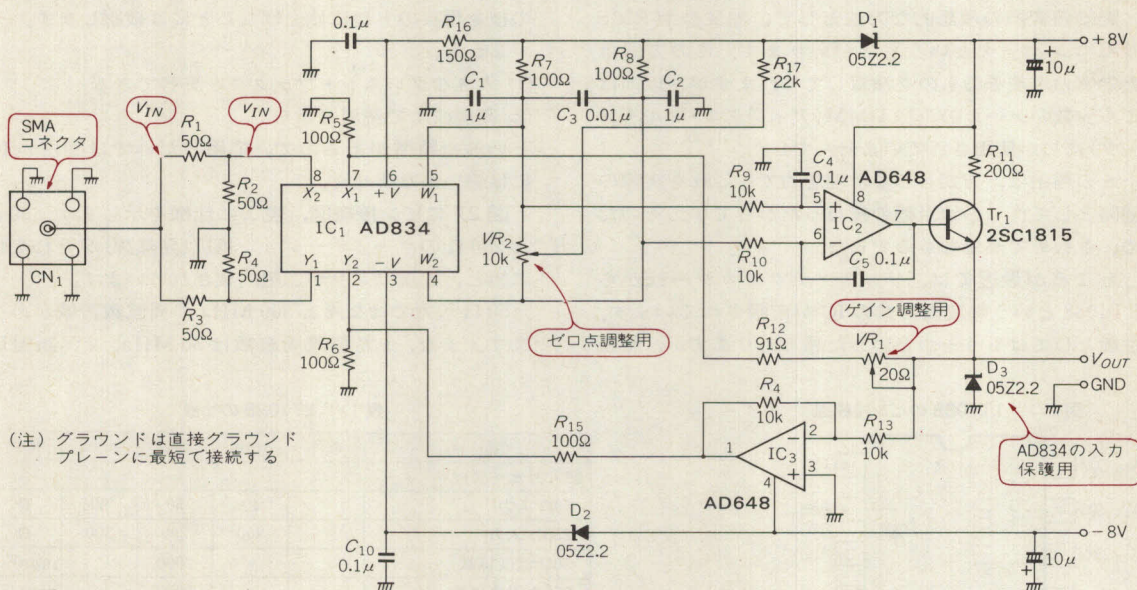
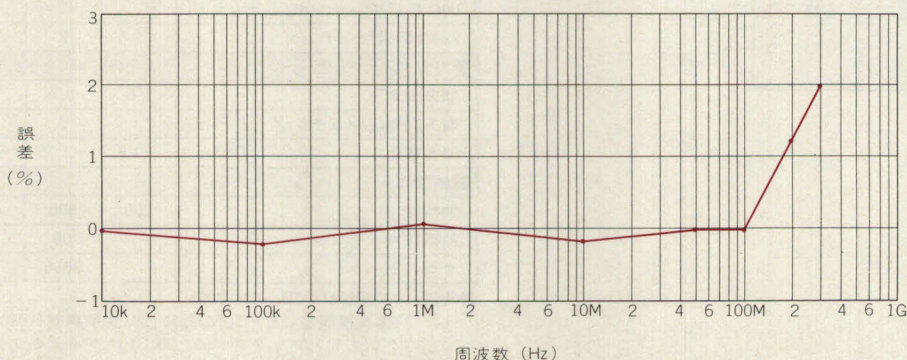
RMS-DC コンバータについては，専用 IC が市販されています．しかし，いずれも周波数帯域は 10 k～1 MHz 程度です．ここではもっと高い周波数(100 MHz 以上)でも使える RMS-DC コンバータを，乗算器 IC を使って作ってみましょう．乗算器 IC には AD834 を使います．

RMS-DC コンバータは 2 乗回路と平方根回路があれば実現できます．2 乗回路と平方根回路はいずれも AD534 や AD734 のような乗算器 IC で実現できますが，AD834 ではちょっとコツがいります．

回路図を図 24 に示します．入力 X_2，Y_1には入力電圧 V_{IN}が加えられるので，AD834 は 2 乗回路を作っています．ただし，もういっぽうの入力 X_1，Y_2には出力電圧がフィードバックされています．入力 X_1には V_{OUT}が，入力 Y_2には $-V_{OUT}$が加えられます．

〈図 25〉 RMS-DC コンバータの直線性($f=50$ MHz)

〈図 24〉 RMS-DC コンバータ回路

(注) グラウンドは直接グラウンドプレーンに最短で接続する

〈図 26〉 RMS-DC コンバータの周波数特性($V_{IN}=1$ VRMS)

したがって，AD834は$(V_{IN}-V_{OUT})(V_{IN}+V_{OUT})$を計算します．AD834の出力電圧はOPアンプ$IC_2$で比較され，AD834の出力電圧がゼロのとき平衡します．したがって，

$$(V_{IN}-V_{OUT})(V_{IN}+V_{OUT})=0 \quad\cdots\cdots(8)$$

が平衡条件になります．

(8)式をまとめると，

$$V_{OUT}=\sqrt{\overline{V_{IN}{}^2}} \quad\cdots\cdots(9)$$

となって，実効値電圧そのものになります．

SMAコネクタの入力電圧V_{IN}'は1V_{RMS}ですが，R_1およびR_3で分圧されるので，AD834には0.5V_{RMS}が入力されます．これはX_1とY_2にもV_{OUT}が入力されるためで，その分ダイナミック・レンジが狭くなるのはしかたありません．それでも，30〜40 dB程度のダイナミック・レンジはあります．

このとき出力電圧V_{OUT}もR_5，R_6で分圧され，入力電圧と出力電圧は1対1で対応するので心配はいりません．$V_{IN}'=1V_{RMS}$のとき，$V_{OUT}=1V_{DC}$が出力されます．

図25に$f=50$ MHz時のリニアリティを示します．1％以下の精度で，良好な特性です．

図26に周波数特性を示します．200〜300 MHzまでは実用になりそうです．〈松井邦彦〉

（トランジスタ技術　1991年4月号）

100MHzの帯域で理想的な演算を行う 熱変換型実効値-直流電圧変換回路（RMS-DCコンバータ）

LT1088

実効値変換の理想的な方法として，熱変換型RMS-DCコンバータというものがあります．この方式は実効値の定義そのものを演算してくれますが，以前はごく少数のメーカの高級DMM（ディジタル・マルチメータ）にしか使用されていませんでした．

その理由は，方式としては理想的でもこれを実際の回路として作るのは至難の技だったからです．そのため，きわめて高価なものでした．

ところが最近では，リニア・テクノロジー社からLT1088という熱変換方式のICが市販されています．性能としてはもう一つといった感もありますが，至難の技を現実のものに仕上げたことには敬服します．

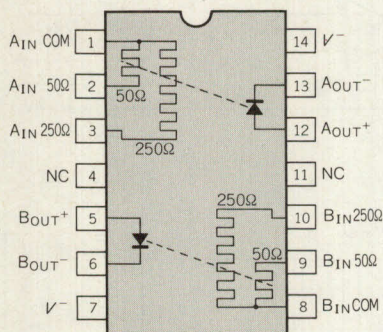
しかも，

① 大きなクレスト・ファクタを許容できる
② 高周波まで使用できる

といった特徴があるので，応用しだいでは面白いICには違いありません．

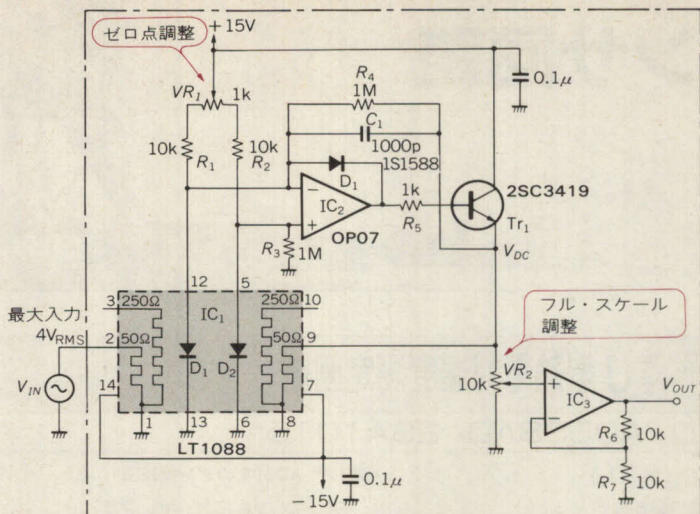
図27にピン接続図，表1に仕様を示します．50Ωと250Ωのターミネーション抵抗（発熱源）がそれぞれ二組と，温度センサが二組内蔵されています．

50Ω入力ではなんと300 MHzの周波数帯域があります．また，1％誤差周波数は50 MHz，2％誤差周

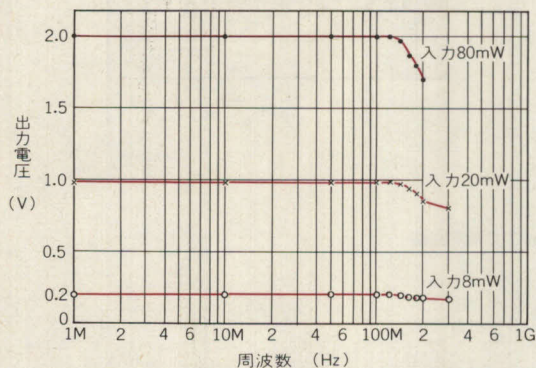
〈図27〉[1] LT1088のピン接続図

〈表1〉[1] LT1088の仕様

項目	条件	min	typ	max	単位
■入力ヒータ					
50Ω 入力		40	50	60	Ω
250Ω 入力		200	250	300	Ω
50Ω 温度係数			2000		ppm/℃
250Ω 温度係数			2000		ppm/℃
50Ω 温度係数マッチング			30	500	ppm
250Ω 温度係数マッチング			30	500	ppm
50Ω 抵抗マッチング			2	10	%
250Ω 抵抗マッチング			2	10	%
■出力ダイオード					
順方向電圧		0.6	0.7	0.8	V
順方向電圧マッチング	$I=5$mA		5		mV
温度係数	$I=5$mA	−1.6	−1.75	−1.9	mV/℃
■熱特性					
熱特性		200	300	400	℃/W
熱抵抗マッチング			30		℃/W
クロストーク			2500		℃/W

■特性　300MHz（3 dB）バンド幅，
1％変換誤差（DC〜50MHz），2％変換誤差（〜100MHz）
クレスト・ファクタ＝50，20：1のダイナミック・レンジ

〈図28〉RMS-DC コンバータの実験回路

調整方法
(1) V_{IN}=0.2Vで V_{OUT}=0.2VになるようにVR_1を調整する
(2) V_{IN}=4V で V_{OUT}=4V になるようにVR_2を調整する

〈図30〉[1] 入力レベルによるマッチング抵抗値の変化

〈図29〉[1] LT1088の周波数特性

波数は100 MHzとなっています．

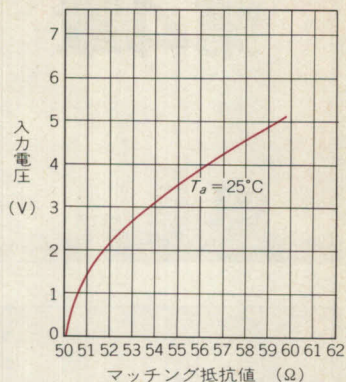



図28はRMS-DCコンバータの基本回路です．二つの温度センサ出力が平衡するようにOPアンプIC_2で帰還がかかっています．すなわち，入力側(①-②ピン)はAC電圧，出力側(⑧-⑨ピン)はDC電圧なので，AC電圧とDC電圧の発熱量が等しくなったときに回路は平衡します．D_1はIC_2の出力がマイナスに振り切れてTr_1が壊れるのを防ぐものです．

図29に図28の回路の周波数特性を示します．100 MHzまでは使用できそうです．

LT1088には欠点があって，それはマッチング抵抗(50Ωと250Ω)が温度で変化するということです．図30に抵抗値の入力電圧レベルによる変化を示しますが，入力電圧で抵抗値がかなり変化するので，50Ωのマッチングがずれてきます．

したがって，このままではマッチングの意味がないので，なんらかの対策が必要です．いちばん簡単なのは，入力に高周波用バッファを追加することです．しかし，周波数帯域はそのバッファで制限されてしまいます．たとえばEL2003(エランテック社)を使っても，周波数帯域は数十MHz程度になってしまいます．

〈松井邦彦〉

◆引用文献◆

(1) LT1088データシート，リニア・テクノロジー．

(トランジスタ技術　1991年4月号)

第4章　センサ回路

2レンジで0〜600℃をカバーする J型熱電対温度測定回路

AD594AD　AD538AD　2SA1015

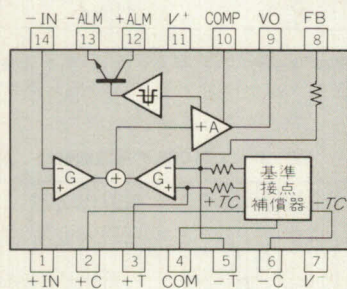
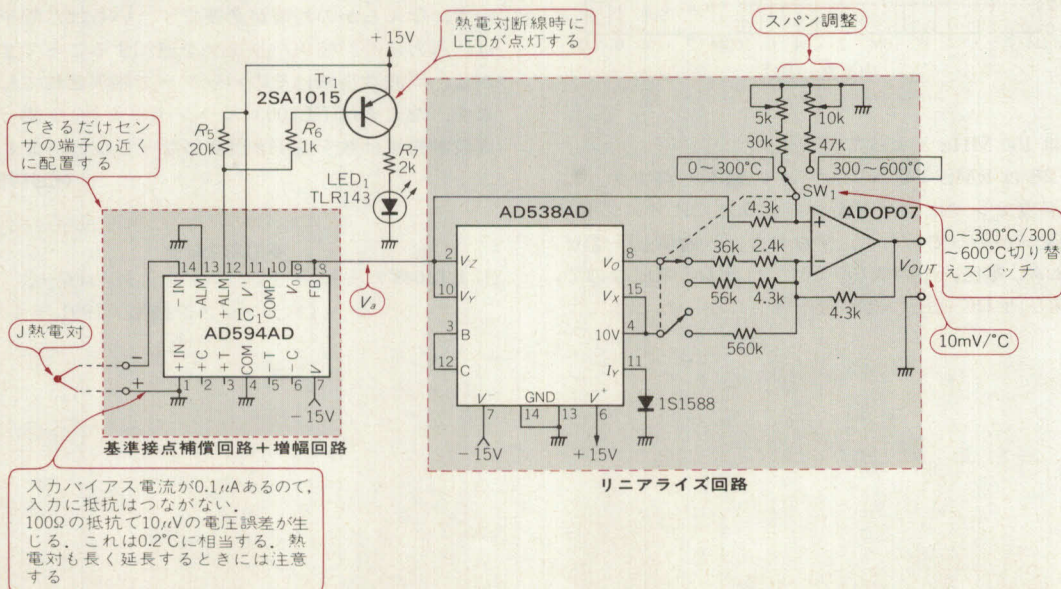
J熱電対専用IC　AD594(アナログ・デバイセズ)はJ熱電対を接続するだけで，熱起電力の増幅と基準接点温度の補償をします．また，**断線検出回路**も内蔵しています．図1にブロック図を示します．

AD594の出力 V_{OUT}は，(1)式で示されます．

V_{OUT}=(J型熱電対の熱起電力+16 μV)×193.4…(1)

(1)式から，出力電圧 V_{OUT}はJ型熱電対の熱起電圧に16 μVを加算して193.4倍しています．これは，AD594が**+25 °Cで誤差が最小**になるように設定されているためです．

ところがこのままでは熱電対の非線形特性のために誤差が大きく，0〜300 °Cの範囲で15 °Cもの差が生じ

〈図1〉[1] AD594のピン接続図

〈図2〉J型熱電対用0〜600 °C測定回路

ます．このためこの非線形を補正するリニアライズ回路が必要になってきます．

このリニアライズ回路までを含めたJ型熱電対温度測定回路を図2に示します．0〜600 ℃を一つのレンジでカバーするのは無理があるので，二つのレンジに分けています．0〜300 ℃のリニアライズ回路の入出力特性は，

$V_{OUT} \fallingdotseq 3.724 + 0.981958\, V_a - 11.203725 \times 10^{-6} \times V_a^2$

で表され，300〜600 ℃のリニアライズ回路の入出力特性は，

$$V_{OUT} \fallingdotseq 76.36 + 0.995 \times V_a - 7.12 \times 10^{-6} \times V_a^2$$

と表されます．

これにより，各レンジともに誤差は1 ℃以内に収まっています．また，出力電圧 V_{OUT}の温度係数は，10 mV/℃となっています．

なおAD594には熱電対の断線を知らせる断線検出回路が内蔵されています．ただし，12番ピンに直接LEDを接続すると，LEDの電流でICが発熱し温度誤差を生じますので，Tr_1でバッファしています．

〈松井邦彦〉

◆引用文献◆

(1) アナログ・デバイセズ，データブック，昭和63年5月．

（トランジスタ技術　1989年4月号）

2レンジで0〜1000℃をカバーする K型熱電対温度測定回路

AD595AD　AD538AD　AD648　2SA1015

K熱電対用の専用ICとして，AD595(アナログ・デバイセズ)があります．

AD595も先ほどのAD594と同じように，熱電対を接続するだけで，基準接点の温度補償と熱起電力の増幅をします．

AD595の出力電圧 V_{OUT}は，次式で示されます．

$$V_{OUT} = (\text{K型熱電対の熱起電力} + 11\,\mu\text{V}) \times 247.3 \quad \cdots\cdots(2)$$

AD595もAD594と同じようにリニアライズ回路をもっていませんので，AD538を使ってリニアライズします．

図3に回路図を示します．出力は0〜600 ℃/600〜1200 ℃の二つを備え，それぞれ10 mV/℃の温度係数をもっています．リニアライザがないと，0〜1000 ℃の範囲で最大25 ℃の誤差を生じますが，リニアライザにより1〜2 ℃(0.1〜0.2 %)の誤差に収めることができます．なお，リニアライズはAD538の最大出力が11 V(2 kΩ負荷時)ですので，10 V出力(1000 ℃に相当)までとしましたが，実際には12 V(1200 ℃)まで測定することができます．

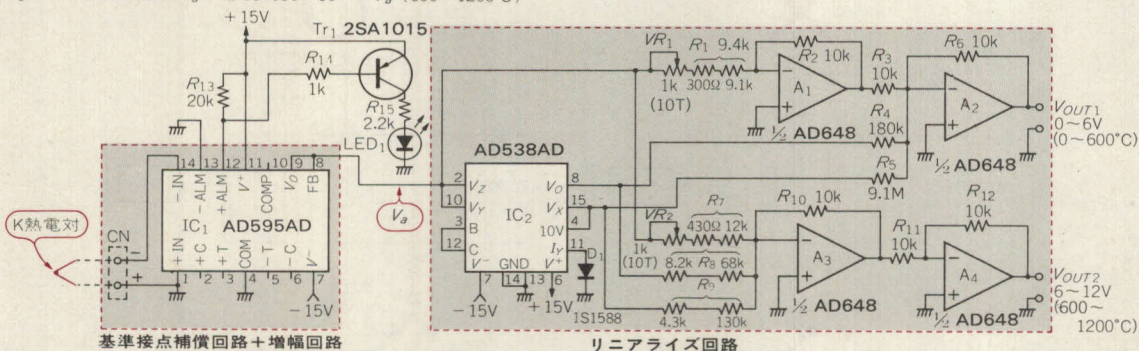
このように，熱電対専用ICを使用することによって，熱電対用アンプが簡単に構成でき，たいへん便利です．

〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) アナログ・デバイセズ，データブック，昭和63年5月．

（トランジスタ技術　1989年4月号）

〈図3〉K型熱電対用温度測定回路(0〜1000 ℃，2レンジ)

AC電流センサを用いた電力計回路

NJM4200　LF444

図4はAC電流センサを用いた電力計の回路です．入力部の仕様はAC100 V，20 A(max)としました．

したがって，AC電流センサの負荷抵抗値を10 Ωにすると，出力電圧 V_Sは，

〈図4〉テーブル・タップ型電力計の回路

〈図5〉電流センサの取り付け場所

電流センサには I_L と I_C が流れる

AC100Vへ

I_L

I_C

負荷

I_L：負荷電流

I_C：回路電流

+6V

−6V

(a)　回路電流が誤差になる

電流センサには I_L だけしか流れない

AC100Vへ

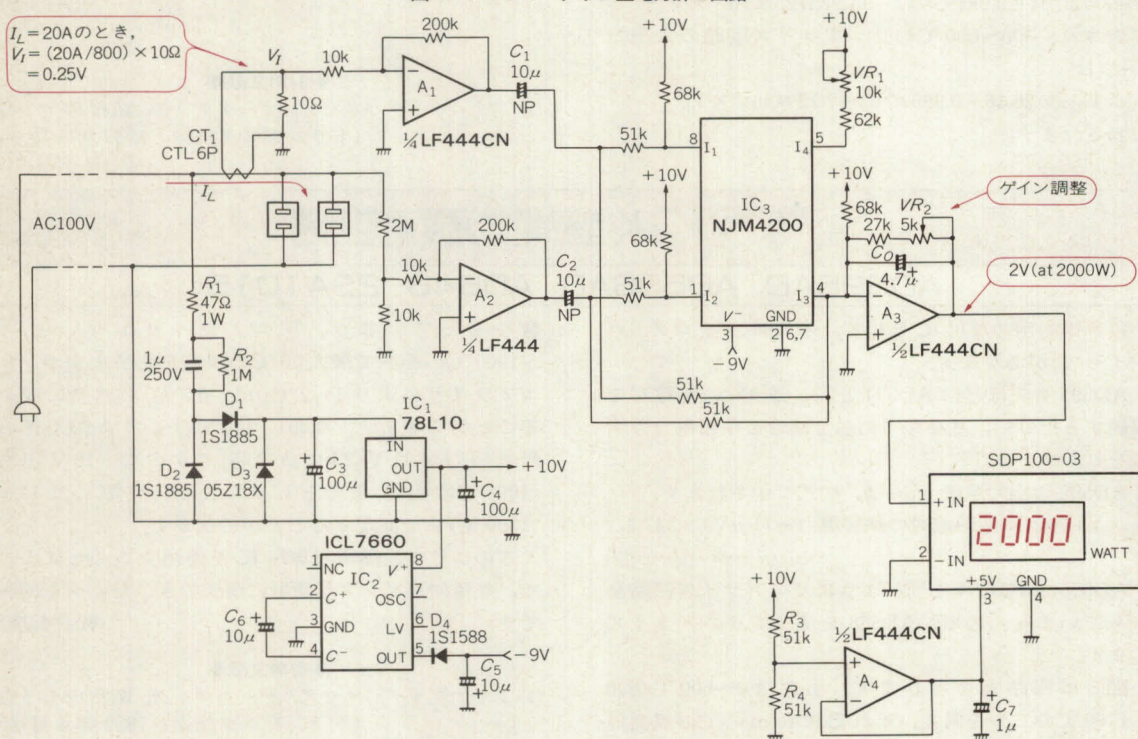
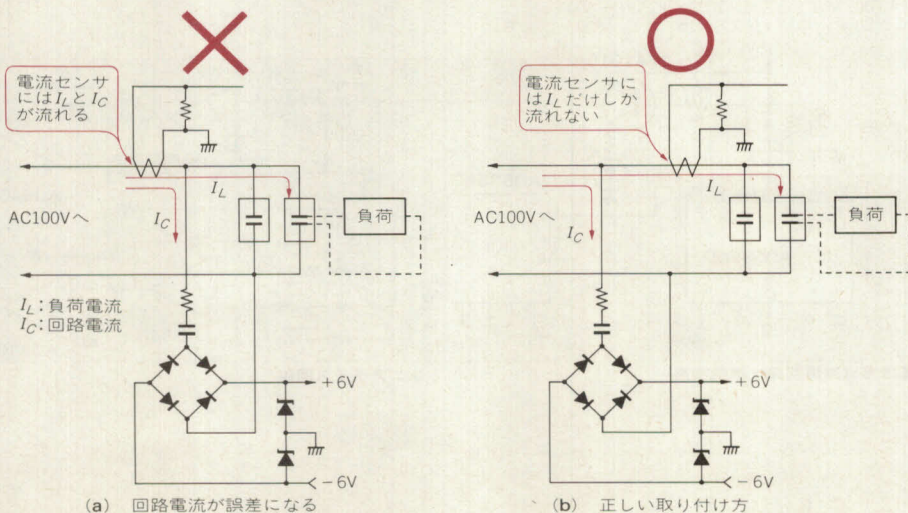
I_L

I_C

負荷

+6V

−6V

(b)　正しい取り付け方

$V_S = (20\ \mathrm{A}/800) \cdot 10\ \Omega = 0.25\ \mathrm{V}$

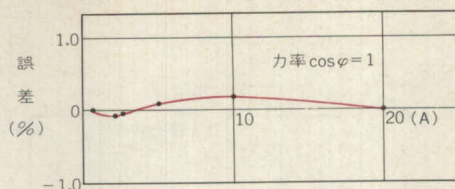
になります．これを LF444CN で 20 倍増幅して，5 V にしています．

AC100 V は抵抗で分圧後，位相特性を考慮して，LF444CN で 20 倍増幅後 5 V にしています．

AC 電流センサの取り付け場所は，図 5 に示したように，回路電流が流れないようにします．

乗算器には NJM4200 を使います．VR_1はオフセット調整用で，VR_2はスパン調整用です．ただし，後述のピーク・パワー・メータで調整したシンメトリ調整は，NJM4200 の出力がコンデンサ C_0で平均化されるので必要ありません．

電力表示には，3 ½桁表示のパネル・メータを使用します．ただし，消費電流をできるだけ小さくしたいので，液晶表示タイプが適しています．ここでは，手持ちの関係で SPD100-03〔㈱新栄電器〕を使用しましたが，最近では安価なものが購入できますので，入手しやすいものがよいでしょう．

〈図 6〉テーブル・タップ型電力計の特性

電源電圧は AC100 V を直接使用していますが，半波整流方式を採用しました．これは NJM4200 の電圧入力が GND 基準になっているためです．

ツェナ・ダイオードの出力はレギュレータ IC 78L10 で安定化しています．負電源は ICL7660 を使いました．

図 6 に本器の特性を示します．〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) 新日本無線，データブック，1988 年．

（トランジスタ技術　1989 年 4 月号）

AC電流センサを用いた オーディオ・ピーク・パワー・メータ

NJM4200 IR2E04 LF444

通常オーディオ・ピーク・パワー・メータというのは，スピーカのインピーダンスを周波数によらず一定としてピーク表示を行っていますが，実際には周波数によりインピーダンスは変化するため，正確な表示とはいえません．ここで紹介するのは，実際にスピーカにかかる電圧と流れる電流の積を求め，これを表示しようというものです．

さて，フル・スケール・パワーを何 W にするかですが，とりあえず 30 W としました．これがあまり大きいと低レベル側が大ざっぱになり，あまり小さいとフル・スケール・オーバの頻度が多くなってしまいます．30 W 程度が適当ではないかと思います．

つぎに入力電流のフル・スケール I_{FS}と入力電圧のフル・スケール V_{FS}を決めます．スピーカのインピーダンスが 8 Ω のときは，

$I_{FS} = \sqrt{30\ \mathrm{W}/8\ \Omega} = 1.94\ \mathrm{A}$

$V_{FS} = \sqrt{30\ \mathrm{W} \times 8\ \Omega} = 15.5\ \mathrm{V}$

インピーダンスが 4 Ω のときは，

$I_{FS} = \sqrt{30\ \mathrm{W}/4\ \Omega} = 2.74\ \mathrm{A}$

$V_{FS} = \sqrt{30\ \mathrm{W} \times 4\ \Omega} = 10.95\ \mathrm{V}$

となります．

このうち大きいほうを選ぶと $I_{FS} = 2.74$ A, $V_{FS} = 15.5$ V になります．したがって，$I_{FS} = 3$ A(max)，$V_{FS} = 20$ V(max)として，図 7 に示すような入力回路としました．そのため，この回路では最大 60 W となります(残りの 30 W は余裕分として考える)．

電流測定には AC 電流センサ CTL6P を使用します．前記のように最大電流は 3 A ですので，負荷抵抗は 100 Ω にします．したがって，出力電圧は，

$V_S = (3\ \mathrm{A}/800) \times 100\ \Omega = 0.375\ \mathrm{V}$

ですので，反転アンプで 13.33 倍増幅して，$V_X = 5$ V にしています．

電圧のほうは最大値が 20 V ですので，360 kΩ と 11 kΩ で分圧して，13.33 倍増幅しています．したがって，出力電圧 V_Yは 20 V 入力時に 5 V となります．

電流と電圧の乗算には NJM4200 を使用しました．

図 8 に乗算の原理を示しますが，4 本の抵抗 R_2を四つの入力(I_1～I_4)に接続して，DC バイアスを与えて 4 象現の乗算を可能にしています．

NJM4200 をいちばん直線性の良いところで使いたいので，I_1，I_2の電流範囲は表 1 に示す仕様から 50 μ～250 μA にします．したがって，バイアス電流分は $V_R/R_2 = 150$ μA にします．

すると，I_1，I_2は 250−150＝100 μA になります．

V_Xと V_Yは 5 V(max)ですから，

$R_1 = V_X/I_1 = 5\ \mathrm{V}/100\ \mu\mathrm{A} = 50\ \mathrm{k}\Omega$

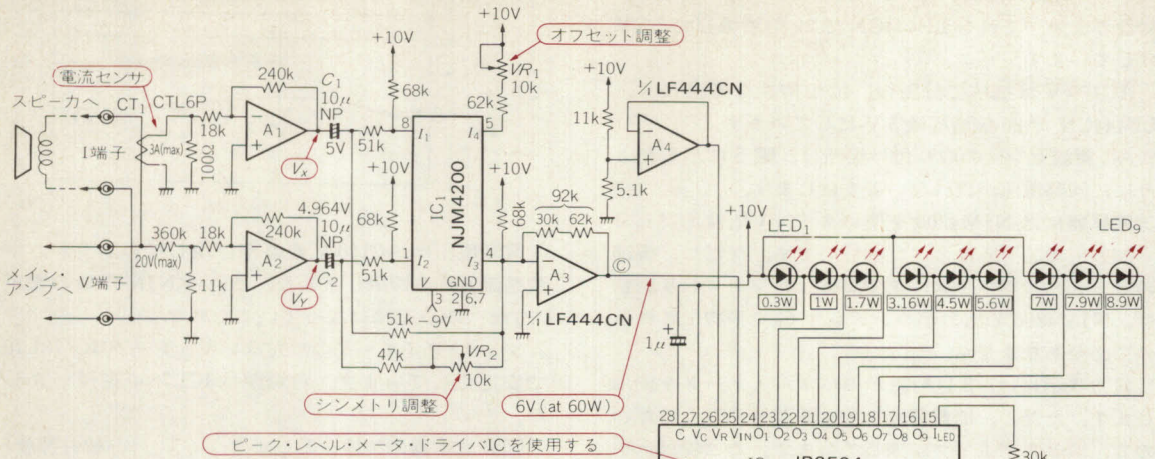
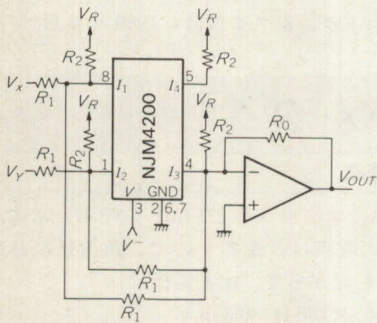
ですので，R_1は 51 kΩ に選びます．

また R_2は，

$R_2 = V_R/I_R = 10\ \mathrm{V}/100\ \mu\mathrm{A} = 100\ \mathrm{k}\Omega$

に選びます．

なお，I_4側にオフセット調整用ボリューム VR_1，I_2側にシンメトリ調整用ボリューム VR_2を付けていま

〈図7〉30Wピーク・パワー・メータ回路

〈図8〉乗算器の原理

V_{OUT}は次式で示される．

$$V_{OUT}=R_0\left\{\frac{\left(\frac{V_X}{R_1}+\frac{V_R}{R_2}\right)\cdot\left(\frac{V_Y}{R_1}+\frac{V_R}{R_2}\right)}{\left(\frac{V_R}{R_2}\right)}-\left(\frac{V_X}{R_1}+\frac{V_Y}{R_1}+\frac{V_R}{R_2}\right)\right\}$$

$$=\frac{R_0\cdot R_2}{R_1{}^2}\cdot\frac{V_X\cdot V_Y}{V_R}$$

V_X, V_Yに正負の信号を扱うときは，V_R/R_2の電流分だけゲタをかける必要がある．
V_Rは正の電圧でないといけない．
4200の直線性がいちばん良いところは，**表1**より，入力電流が50μA～250μの範囲．
したがって，

$$\frac{V_R}{R_2}=\frac{250+50}{2}=150\mu\text{A}$$ となるので，

$$\frac{V_X}{R_1}=\frac{V_Y}{R_1}=\pm100\mu\text{A}$$ とする．

出力電圧V_Oは，

$$V_O=\frac{R_0R_2}{R_1{}^2}\cdot\frac{V_XV_Y}{V_R}$$ で表される．

$V_R=10$V, V_X, $V_Y=\pm5$V, $V_O=3.55$V
すると，
$R_1≒51$kΩ, $R_2≒68$kΩ, $R_0≒54.3$kΩ
となる．

す．

ピーク・レベル・メータ用ICには，16ドット表示で0dB以上のレベルについてはピーク・ホールド機能をもったIR2E04(シャープ)を使用しています．このICは26ピンに3.16Vを印加すると，入力電圧1Vを0dB(10Wとしている)としてlog表示します．

〈表1〉[1] NJM4200の仕様

項目	条件	min	typ	max	単位
入力レンジ I_1, I_2, I_4		1.0		1000	μA
総合誤差 外部調整して	$T_a=25$℃			±3 ±0.5	% %
非直線性	50μA<I<250μA $T_a=25$℃			±0.3	%
入力オフセット電圧	$I_1=I_2=I_4=150$μA $T_a=25$℃			±10	mV
入力バイアス電流	$I_1=I_2=I_4=150$μA $T_a=25$℃			500	nA
出力電流範囲 I_3		1.0		1000	μA
周波数応答			4		MHz
電源電圧		−9	−15	−18	V
電源電流	$I_1=I_2=I_4=150$μA $T_a=25$℃			4	mA

なお，VR_1の調整は無信号時に©点の電圧が0Vになるようにし，VR_2の調整はI端子にスピーカではなく抵抗(8Ω)を接続してsin波信号を入力し，V_XとV_Yの位相が合っていることを確認したうえで，©点の波形がきれいなsin波になるようにします．

〈松井邦彦〉

◆引用文献◆

(1) 新日本無線，データブック，1988年

(トランジスタ技術　1989年4月号)

フルスケール 2K/20Kのガウス・メータ

TL499A　ICL7660　THS103A

本器には，GaAs ホール・センサ THS103A を定電流動作で使います．そうすることにより，フル・スケールの温度係数を−0.06 %/°C(max)，(typ−0.03〜−0.04 %/°C)にすることができます．

図9にガウス・メータの回路を示します．OP アンプ A_1の＋入力に加える基準電圧 1.26 V は，出力可変型スイッチング・レギュレータ TL499A より得ています．したがって，A_1の抵抗 R_1を 250 Ω にすると，制御電流 I_Cは，

$$I_C = 1.26\ \mathrm{V}/250\ \Omega = 5\ \mathrm{mA}$$

になります．

基準電圧にばらつきがありますので，あとでゲイン調整用ボリューム VR_1で調整します．

ここで，増幅器のゲインを決めるため，ホール・センサの出力電圧を計算してみます．

THS103A の出力電圧は，$I_C = 5$ mA，$B = 1$ k ガウスのときに，$V_H = 80$ mV ですので，2 k ガウスのとき 160 mV，20 k ガウスのとき 1.6 V になります．

したがって，増幅器のゲインは，

12.5(2 k ガウス時)

1.25(20 k ガウス時)

にします．

もちろん，V_Hは 50〜120 mV の範囲でばらついていますので，ゲイン調整用ボリューム VR_1で調整します(基準電圧のばらつきも一緒に調整する)．

ホール・センサの増幅器には差動アンプを使用します．

初段の A_2と A_3のゲイン G_{2-3}は，

$$G_{2-3} = 1 + (2R_3/R_2)$$

ですので，$R_2 = 60$ kΩ のとき $G_{2-3} = 10$ で，R_2＝オープンのとき $G_{2-3} = 1$ になります．したがって，次段の A_4で 1〜2 のゲインをもたせています(VR_1で調整する)．

このように，ゲイン切り替えを A_4側でなく A_2，A_3側ですることによって，VR_1での調整が 1 回ですみます．

VR_2はオフセット調整用です．できるだけゼロ点の安定性を良くするために，ホール・センサは 10 個くらいを選別して，その中でいちばんオフセット電圧の小さなものを使用しました．2〜3 mV 以下なら申し分ありません．

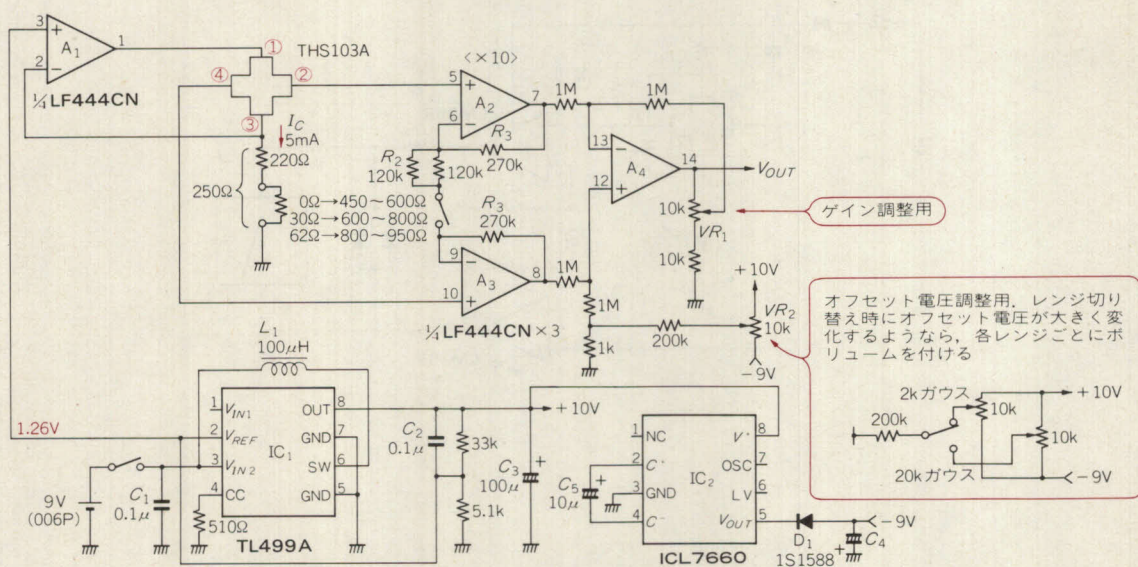
〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) ㈱東芝，ホールセンサ・データシート．

(トランジスタ技術　1989 年 4 月号)

〈図 9〉 ガウス・メータ回路(2 K ガウス/20 K ガウス切り替え)

磁石の極性がわかる

磁極チェッカ

LM358

ホール・センサを使うと，マグネットのN極，S極がすぐわかる磁極チェッカなるものが簡単にできます．

回路図を図10に示します．ホール・センサには何を使ってもよいのですが，ここでは出力電圧の大きいInSbホール・センサH 1(パイオニア精密)を使用しました．

センサは定電圧動作で使用します．抵抗 R_1 (330 Ω)は電流制限用です．LEDは電源ランプで，スイッチONで点灯します．したがって，ホール・センサに流れる電流 I_C は，

$$I_C = (V_{CC} - V_{LED}) / (R_1 + R_H)$$

V_{CC}：電源電圧

V_{LED}：LEDの順方向電圧(約2 V)

R_H：ホール・センサの抵抗

です．したがって，かりに $V_{CC} = 9$ V, $R_1 = 330$ Ω, $R_H = 300$ Ω とすると，I_C は約10 mAになります．

ホール電圧 V_H は，OPアンプ A_1 と A_2 で100倍に増幅しています．

N極，S極の表示はアナログ・メータで行います．チューナなどに使われているチューニング・インジケータが便利ですが，小型のものなら手持ちのもので十分です．ここでは，フル・スケール0.2 V(あるいは0.2 mA)のアナログ・メータを使用しました．

このままでは，大きなマグネットのときメータが振り切れてしまいますので，ダイオード D_1 と D_2 でリミッタをかけています．したがって，最大で0.6～0.7 V程度に制限されます．このとき，メータに0.2 mA流したいので，$R_3 = 3$ kΩ にしています．

R_2 はダイオードの電流制限用で，2 kΩ にしていますので，ダイオードには最大でも4 mAしか流れません．

本器の使い方は簡単です．まず，測定したいマグネットをホール・センサに近づけます．するとアナログ・メータが左右どちらかに振れます．N極側に振れれば，そのマグネットはN極ということです．

ホール・センサのオフセット電圧の調整用に VR_1 を付けています．マグネットがない状態で，メータの針がセンタにくるように，ゼロ点調整を行います．

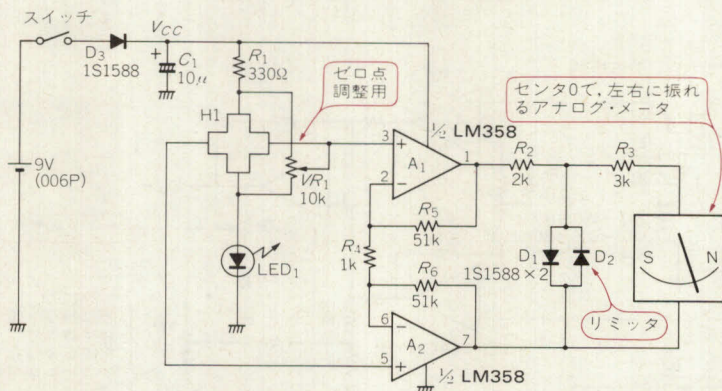
〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) 山崎健一；磁気センサの使い方，メカトロ・センサ活用ハンドブック，トランジスタ技術編集部編，CQ出版㈱．

(トランジスタ技術　1989年4月号)

〈図10〉 磁極(N, S)チェッカ回路

±1 kgf/cm²の圧力が測れる マノ・メータ

P3000-401G

半導体圧力センサにはP3000-401Gを使います．精度的には2～3％程度を目標にします．さらに高精度が必要ならレーザ・トリミングされたP3000Sシリーズを使います．

測定範囲は±1 kgf/cm²とします．

図11に全回路図を示します．OPアンプA_1とトランジスタTr_1で定電流回路を構成しています．A_1の＋入力端子と負電源(−7.5 V)間が1.26 Vですので，センサ電流は1.26 V/820 Ω＝1.5 mAです．

圧力センサの増幅には差動アンプは使用していません．ここでは，ちょっと変わった回路を使っています．OPアンプA_2がそれで，A_2の＋入力端子はGNDに，−入力端子は圧力センサの2番端子(V_P^-)に接続します．

したがって，OPアンプA_2はセンサの2番端子が常にGND(0 V)になるように動作しますので，圧力センサの1番端子(V_P^+)からはGNDを基準にした出力電圧が得られます．

その結果，OPアンプA_3はたんなる非反転アンプでよいことになります．

なおA_2の＋入力端子には，圧力センサおよびOPアンプのオフセット調整ができるように，ボリュームVR_1がついています．

測定範囲は1 kgf/cm²スパンなので，センサの出力電圧は171.5 mVとなります．したがって，1 V/1(kgf/cm²)とするためゲインは約6倍になりますが，センサの感度ばらつきを考慮して3～21倍の可変としました．ゲイン調整はVR_2で行います．

圧力センサP3000-401Gの特性は直線性が0.3％(max)，温度ドリフトがやはり0.3％/°C(max)あります．

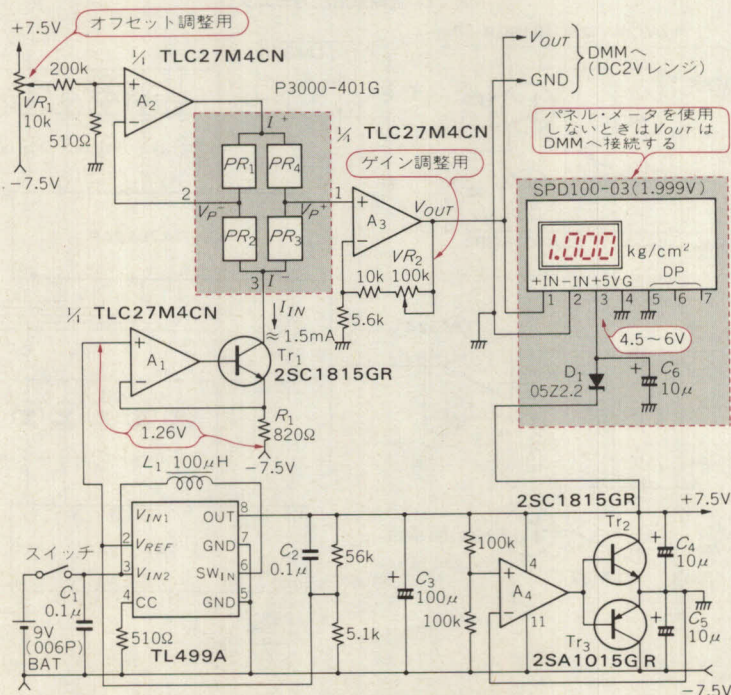
したがって，たとえば25±5°Cで使用することを考えると，±0.3％/°C×5°C＝1.5％の温度ドリフトが生じてしまいます．これは最大値ですので，OPアンプのオフセット・ドリフトによる影響はその1/10以下にします．

したがって，センサのフル・スケール時の出力電圧は最低で50 mVなので，ここで必要なOPアンプのオフセット・ドリフトは，

$$50\ \mathrm{mV}\times 0.3\times 10^{-2}\times 0.1=15\ \mu\mathrm{V/°C}$$

以下となります．

ここでは4個入りのCMOS OPアンプTLC27M

〈図11〉マノメータ回路

4CNを使いました．TLC27M4CNのオフセット・ドリフトは2μV/℃(typ)ですので，大丈夫です．

電源用ICには，おなじみのTL499Aを使用しました．9Vバッテリ動作で使うことを考え，9Vを15Vに昇圧し，OPアンプA_4によるアクティブ・グラウンドで±7.5Vを得ています．

なお，定電流回路の1.26VはTL499Aの基準電圧V_{REF}より得ていますが，温度係数が約150ppm/℃(max)ですので問題ありません．

図11では，3½桁(2Vフル・スケール)表示のSPD100-03を使っていますが，液晶表示のものであればなんでもかまいません．また表示器がないときは，DMM(2Vレンジ)に接続してもよいでしょう．

なお，+2kgf/cm²まで測定したいときは，P3000S102Gを使います．出力電圧が若干変わりますが，調整範囲内ですので，このままの回路で使用できます．

〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) 相良竜雄；メカトロ・センサ活用ハンドブック，トランジスタ技術編集部編，昭和63年，CQ出版㈱．

(トランジスタ技術　1989年4月号)

エンジンの吸気圧をモニタする 自動車用圧力モニタ

TA7612A　KPZ20G

図12の回路は，自動車のエンジンの吸気圧をモニタする回路です．

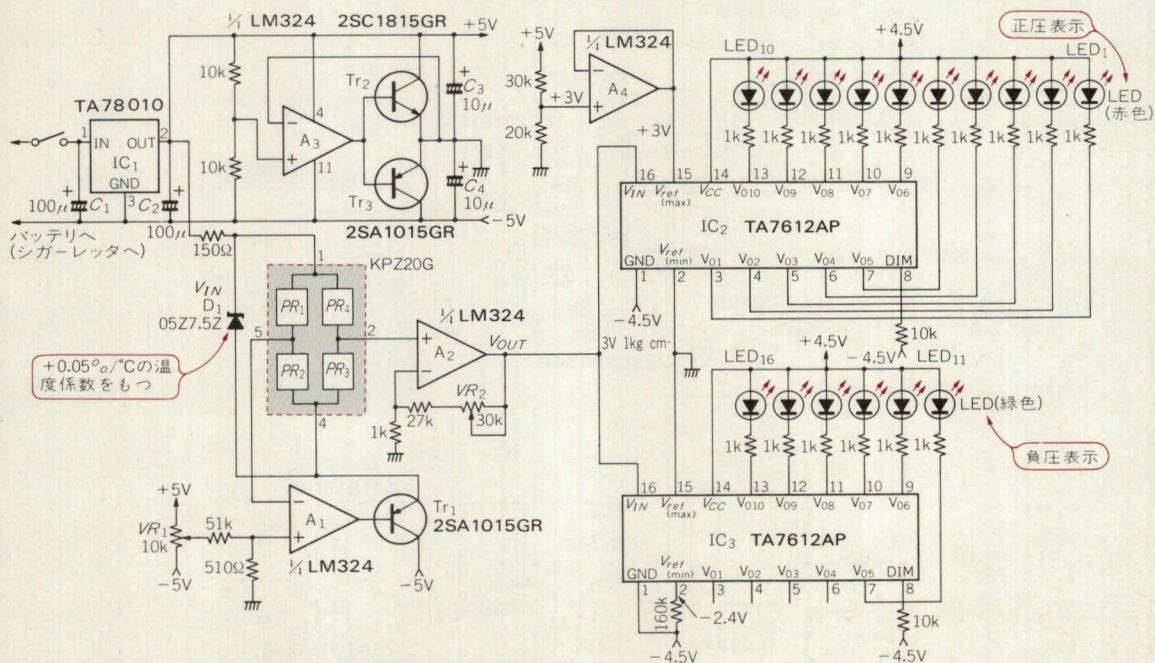
吸気圧は空気以外にガソリンが少し入っていることがあるので，腐食性ガスが扱えるKPZ20Gを使うことにしました．KPZ20Gはダイヤフラムにベリリュウム・カッパを使用して，その裏面に半導体ストレイン・ゲージを蒸着していますので，油や海水でも測定できます．

KPZ20Gは7.5Vの定電圧動作で使うようになっています．このときの感度は78.75mV(1bar当たり)，温度係数は−0.15%/℃，オフセット電圧は±37.5mV，温度係数は±0.05%/℃です．また，非直線性は±0.7%(max)です．

KPZ20Gの出力電圧は，1bar当たり78.75±26.25mVですので，これを1kgf/cm²に換算すると77.2±25.7mVとなります．したがって，このときV_{OUT}=3Vにするには29〜58倍のアンプが必要です．

7.5Vの定電圧は7.5Vのツェナ・ダイオードより得ています(図12)．

ここでも，差動アンプを使わなくてもいいように，

〈図12〉自動車用圧力モニタ

OPアンプA_1でセンサの出力をGND基準になるようにしています．ツェナ・ダイオードはおよそ+0.05 %/°Cの温度係数をもっていますので，若干ですがセンサの温度補償を行います．

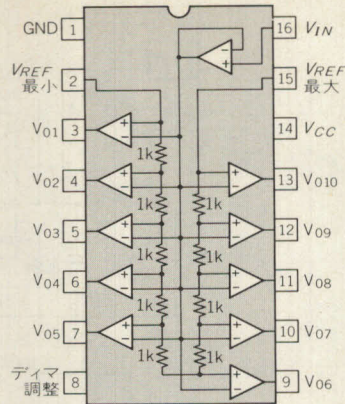
Tr_1はA_1に10 mA以上の電流が流れるので，バッファとして入れています．

センサの出力電圧がGNDを基準として出力されますので，非反転アンプを使用します．VR_2はゲイン調整用です．

V_{OUT}を3 V(1 kgf/cm²にて)としたのは，ディスプレイ用IC TA7612AP(東芝)のオフセット電圧が±40 mVと大きいためです．

ここでは，ドット表示させるための専用ICとしてTA7612APを使います．図13にTA7612APのピン配置図を示します．このICで10ドットをリニアで表示できます．

ところで，図12ではTA7612APを2個使用しています．その理由は正圧側は0.1 kgf/cm²きざみで，負圧側は100 mmHgきざみにしているからです．そのため，正圧側と負圧側では，TA7612APの基準電圧の与え方が違います．

〈図13〉TA7612Aの内部回路

〈松井邦彦〉

◆引用文献◆

(1) ㈱東芝，TA7612Aデータシート．

（トランジスタ技術　1989年4月号）

絶対圧力センサを用いた 圧力計

KP100A TL499A

気圧計は絶対圧センサを使用すればつくれます．

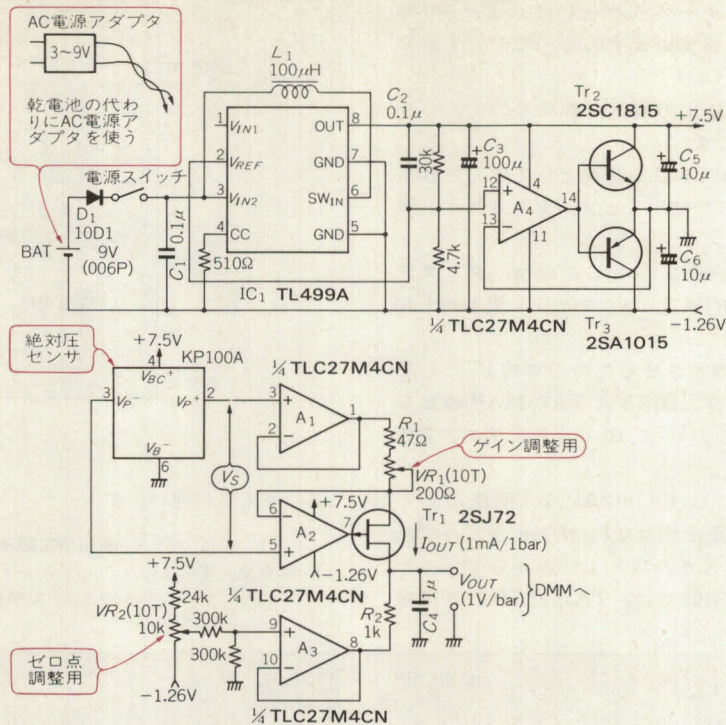
図14に気圧計の回路図を示します．

ここでは手持ちの関係から，KP100A(フィリップス)を使用しました．KP100Aは温度ドリフトがゼロ点，スパン合わせて0.1 %/°Cあります．

したがって，25 °C±5 °Cの室温で使用すると，0.5 %の温度ドリフトが生じてしまいます．これは，1000 mbar(=hPa)が1005 mbarになることを意味しています．この値はtyp値ですので，もっとドリフトを小さくしたいときは，P3000S102Aを使うとよいでしょう．

KP100Aは，定電圧動作で使用します．センサ用電源はTL499Aを使って7.5 Vと−1.26 Vを作っています．

図では乾電池を使っていますが，3〜9 VのAC電源アダプタを使ってもかまいません．常時使うものなので，どちらかというとAC電源アダプタのほうがよ

〈図 14〉 絶対圧力センサを用いた気圧計

いでしょう．

OPアンプA_1とA_2で，センサの出力電圧を電流I_{OUT}に変換しています．I_{OUT}の大きさは，

$$I_{OUT}=V_S/(R_1+VR_1)$$

です．この電流は抵抗R_2によって，電圧V_{OUT}に変換されます．V_{OUT}の大きさは，

$$V_{OUT}==I_{OUT}\times R_2$$

です．したがって，この回路のゲインGは，

$$G=V_{OUT}/V_S=R_2/(R_1+VR_1)$$

となります．

VR_1はゲイン調整用可変抵抗で，VR_2はゼロ点調整用可変抵抗です，

〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) フィリップス・センサ・テクノロジー，圧力センサ・データシート．

（トランジスタ技術　1989年4月号）

絶対圧力センサを用いた 高度計

KP100A TA7612A

気圧計の回路を少し変えると，簡易型の高度計が作れます．

大気の圧力Pと高度Hの間には次式の関係があります．

$$H=18400(\log P_0-\log P)\times(1+\alpha T) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(3)$$

H：高度(m)

P_0：低所での大気圧(hPa＝mbar)

P：高所での大気圧(hPa＝mbar)

α：空気の膨張係数(0.00367)

T：高所での平均温度(°C)

(3)式を見ると，やたら変数が多く回路が複雑になってしまいそうで，このままでは実用になりません．

そこで，モニタとして使用することと割り切って，“100 m 高くなると気圧は 11.1 mbar 低下する”という概算で，回路を設計することにしました．この値は高度 2000 m で算出した平均値です．

したがって，高度Hは(4)式のようになります．

$$H=100/11.1(1013\text{mbar}-P)$$
$$=9\times(1013-P)\text{m} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(4)$$

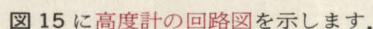
となります．ただし(4)式は，高度 2000 m での気圧変化の平均値で算出していますので，1000 m 以下では低く算出されます．

図 15 に高度計の回路図を示します.

気圧 P は絶対圧センサで測定し, OP アンプ A_1 と A_2 で増幅しています. そのままでは P に比例しますから, OP アンプ A_3 で符号を反転して $-P$ にしています.

VR_2 は 1013 mbar の調整用で, R_3 は(4)式の係数 9 を作っています.

このように, 高度の計算式を非常に簡略化したおかげで, 回路がぐっと簡単になりました.

また車に載せて使用するため, 12 V バッテリで動作できるように, 電源部は 3 端子レギュレータを利用しました.

本器の表示は 200 m ごとの 20 点のドット表示としました. 表示部を図 15 に示しましたが, 4000 m までの高度が表示できます.

表示用 IC には手持ちの関係で, TA7612AP を使用しました. ドット表示用の IC は多く市販されていますので, 適当なものが使用できます.

最後に, (4)式では低所の気圧を 1013 mb 一定に固定しましたが, これは逐次変化しますので外部で可変できるようにしたほうがよいようです. 〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) フィリップス, センサ・テクノロジー, 圧力センサ・データシート.

(トランジスタ技術　1989 年 4 月号)

送信用超音波センサ駆動用の 発振回路

MC34082 NE555 4049B

▶自励発振回路

図 16 に OP アンプを使った回路を示します．これは超音波センサの直列共振周波数近くで発振することができます．OP アンプには，OP アンプ 2 個入りの MC34082（モトローラ）を使いましたが，スルーレートが 10 V/μs 程度以上のものであれば使用できます．

写真 1 に出力波形を示します．

▶他励振型駆動回路

図 17 にタイマ用 IC 555 を使った発振回路を示します．他励振型駆動回路では，発振回路の周波数を自由に選べる反面，周波数の安定度が問題になります．

555 の発振周波数の温度係数は，50 ppm/°C（10 kHz 以下ですが，周波数が高くなると劣化しますので，40 kHz では 100〜200 ppm/°C くらいです．したがって，10 °C の温度変化での周波数変化量は約 100 Hz ですので，問題ありません．

ただし，これには外付け部品の温度係数は入っていませんので，R_1，R_2 には金属皮膜抵抗を，C_1 にはポリプロピレンまたはポリスチレン・コンデンサなどの温度係数の小さいものを使用します．

広帯域型の超音波センサでは帯域が広いので，ポリエステル・コンデンサでもよいでしょう．

図 18 にはゲート IC による駆動回路を示します．図(a)は発振回路です．4049B 2 個で発振回路を構成し，残りの 4 個でセンサを駆動しています．

図(b)は発振のコントロールができるようにした回路です．発振回路は 4011B で構成して，NAND 回路で発振の制御ができるようにしています．制御電圧が "H" で発振します．

超音波センサの駆動は 4049B で行っています．

〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) 小田正晴：高周波超音波センサの概要，高周波超音波センサの応用，メカトロ・センサ活用ハンドブック，CQ 出版㈱．

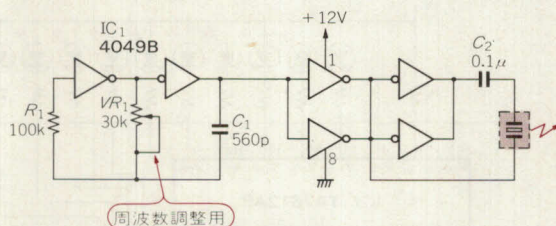
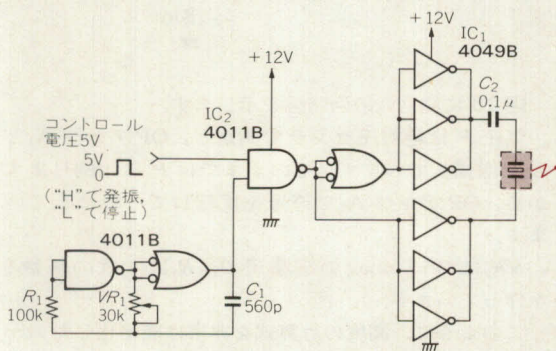
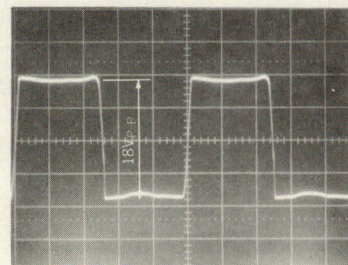
（トランジスタ技術　1989 年 4 月号）

〈図 16〉 OP アンプを用いた自励発振回路

〈図 18〉 ゲート IC による発振回路

（a） 基本回路

（b） 発振コントロール付き

〈図 17〉 タイマ用 IC 555 による他励発振回路

〈写真 1〉 図 16 の出力波形
〔5 V/div，5 μs/div〕

受信用超音波センサの **受信回路**

MC34082 LM733 LM393

●OPアンプを用いた受信回路

超音波センサの受信信号は，大きいときは1Vくらいありますが，小さいときは1mV程度になってしまいます．したがって，あとの回路で処理しやすい電圧まで増幅するには，少なくとも100倍以上のゲインが必要です．

図19にOPアンプを使った増幅回路を示します．周波数が40kHzと高いので，OPアンプには高速タイプのものが必要ですが，精度やひずみはある程度許せますので，一般的なTL080シリーズやLF356，LF357，MC34080シリーズでも大丈夫です．

さらにゲインが必要なときはA_1でゲインを取らないで，もう一段OPアンプを追加します．OPアンプ1個でのゲインは100倍以下にします．

●ビデオ・アンプを使った受信回路

図20にビデオ・アンプのLM733を使った受信回路を示します．LM733はゲインを10倍，100倍，400倍で設定できますが，ゲインを大きくするほど入力抵抗が小さくなりますので，100倍のゲインで使用します．

また入出力とも差動ですので，差動電圧出力をシングル・エンド出力に変換するため，図のようにトランスを使用しています．ここではST12を使って電圧増幅も行っています．

入力のダイオードと出力のツェナ・ダイオードは保護用です．また，トランスの代わりに，OPアンプも使用できます(図20)．

●コンパレータを使った受信回路

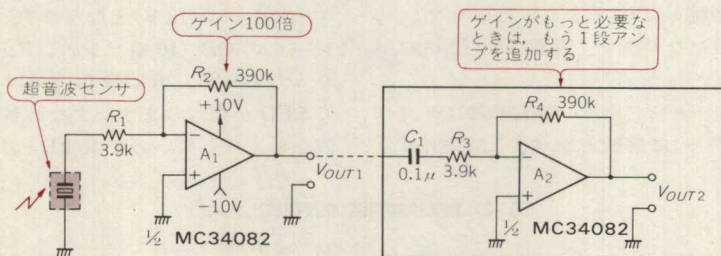
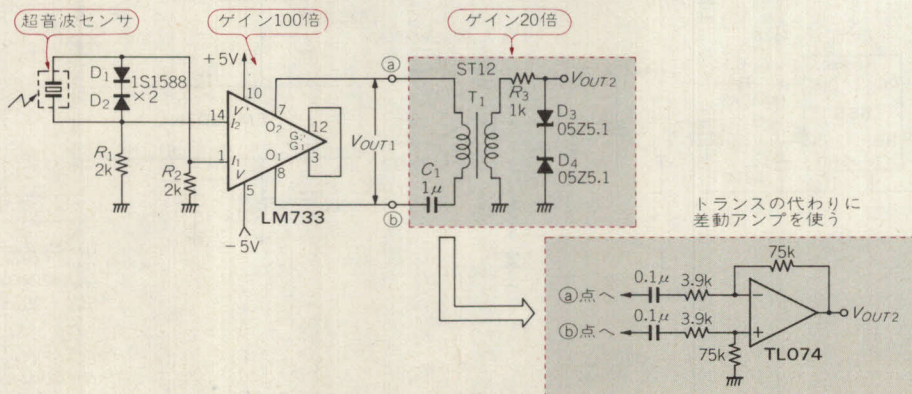
図21にコンパレータIC LM393を使った受信回路を示します．コンパレータはOPアンプのように，位相補償されていませんので，その分高速動作が可能です．

しかしその反面，アンプとして使用すると発振してしまいますので，ここではコンパレータとして使っています．そのため，出力は+5Vか−5Vの2値しかとりません．

しかし，出力がそのままディジタルになっていますので，逆に使いやすいときもあります．

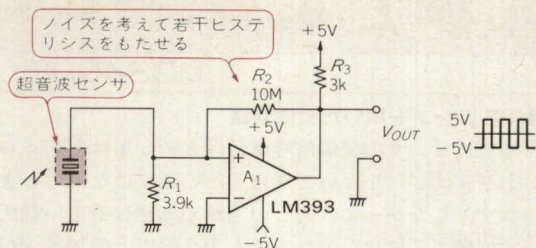
またノイズを避けるため，正帰還によってわずかなヒステリシス電圧を与えています(約±1mV)．

〈松井邦彦〉

〈図19〉 OPアンプを用いた回路(ゲイン100倍)

〈図20〉 ビデオ・アンプLM733を使った増幅回路(ゲイン2000倍以上)

◆参考文献◆

(1) 小田正晴；高周波超音波センサの概要，高周波超音波センサの応用，メカトロ・センサ活用ハンドブック，CQ出版㈱．

（トランジスタ技術　1989 年 4 月号）

〈図 21〉コンパレータ IC を使った増幅回路

超音波センサを用いた物体検知回路

LM2907

光センサでは透明な物体は検出できないという欠点があり，赤外線センサでは人間や動物のように熱を発生しているものにしか応答しないという欠点がありますが，その点超音波センサならばどのような対象物に対しても応答するという利点があります．

図 22 に直接型検出方式の物体検知回路を示します．送信用超音波センサの駆動回路は，図 22 に示したように 555 を使った他励発振駆動回路にしました．したがって，周波数調整用ボリューム VR_1で受信用超音波センサの出力電圧が最大になるように調整します（通常は 40 kHz にしておけば大丈夫）．

受信用超音波センサ MA40A3R の出力は，コンパレータ IC LM393 で増幅しています．したがって，LM393 の出力は方形波になります．写真 2 に LM393 の出力波形を示します．

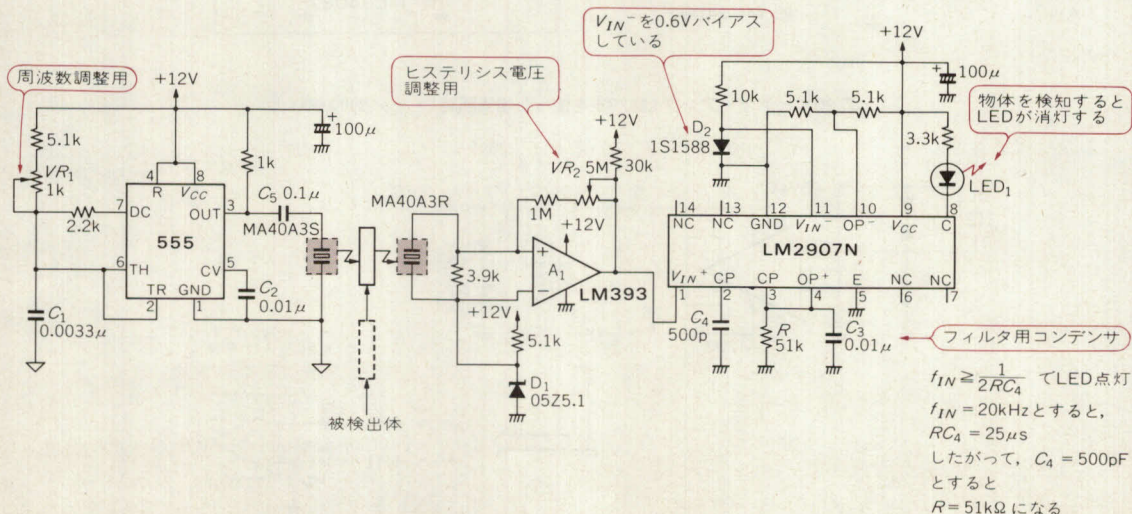
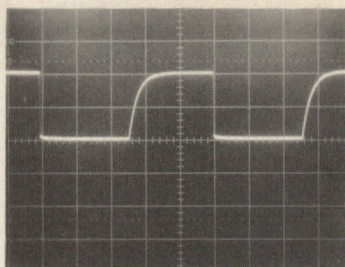
LM393 の出力はタコ・メータ用 IC LM2907N（ナショナルセミコンダクター）に接続します．LM2907N は内部に F-V コンバータとコンパレータを内蔵しているため，周波数入力です．そのため，LM393 の方形波出力は都合がよくなっています．

図 23 に LM2907N の内部回路を示します．LM2907N の入力は，LM393 の出力電圧では “L” レベルが不足していますので，V_{IN}^-（11 番ピン）をダイオードの順方向電圧（約 0.6 V）だけバイアスして，LM393 の電圧振幅に合わせています．

LM2907N の F-V 変換電圧 V_{OUT}は，

$$V_{OUT} = V_{CC}\, f_{IN}\, C_4\, R_1$$

です．この電圧を内蔵のコンパレータで比較して出力しています．図 22 の定数では，f_{IN}＝40 kHz でフル・スケール（12 V）となります．したがって，コンパレータの OP⁻（10 番ピン）に $V_{CC}/2$＝6 V の比較電圧を入力すると，20 kHz 以上でコンパレータは ON して LED が点灯します．すなわち，通常は物体が超音波をさえぎらないので 40 kHz の入力周波数がありま

〈図 22〉物体検知回路（直接型検出方式）

〈写真 2〉 LM393 の出力波形
〔5 V/div，5 μs/div〕

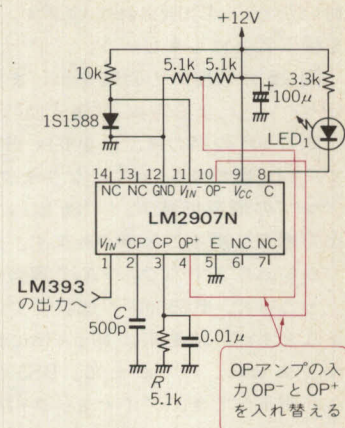
〈図 23〉[1] LM2907N の内部回路

〈図 24〉 物体を検知したときに LED を点灯する

す．

物体が超音波をさえぎると，MA40A3R の信号がなくなり，LM2907N のコンパレータは OFF して LED が消灯します．

もし，LED を物体を検知したとき点灯し，通常は消灯させたいときは，図 24 のようにコンパレータの入力を逆にします．

〈松井邦彦〉

◆引用文献◆

(1) リニア・データブック，ナショナルセミコンダクター．

（トランジスタ技術　1989 年 4 月号）

フォト・ダイオードを用いて 0.01～100 lx まで測れる照度計

BS500B　ICL8048

照度計として用いられるフォト・ダイオードに必要な条件は，

① 分光感度特性が標準比視感度曲線に合っている

② 角度特性が照度の余弦法則に合致している

③ 入射光に対する出力の直線性/安定性が良い

です．上記の条件に合ったフォト・ダイオードを決め

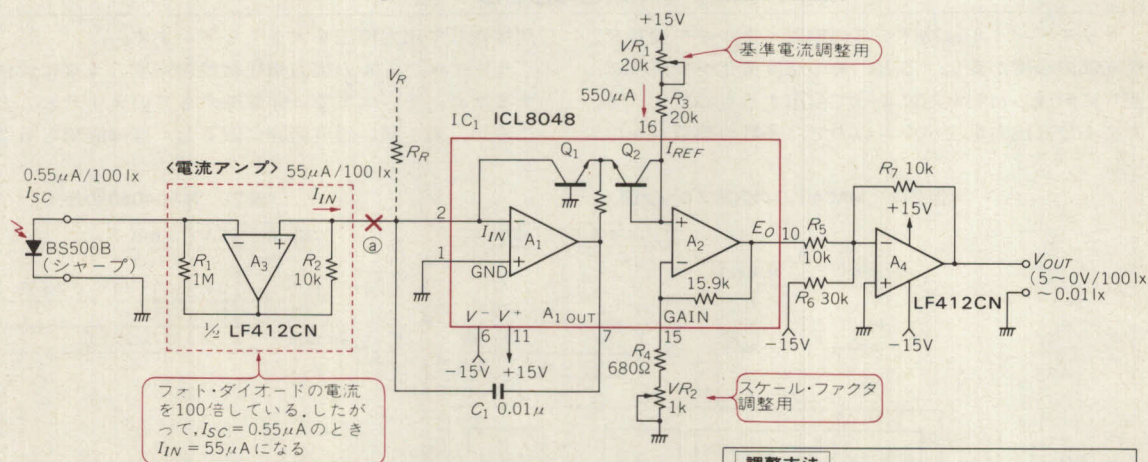
〈図 25〉 log アンプを使ってダイナミック・レンジを広げる照度計

るわけですが，照度計用の光センサとして，あるいはカメラ用受光センサとして，比視感度補正フィルタが付いたものが市販されています．ここでは，BS500Bを使うことにしましょう．

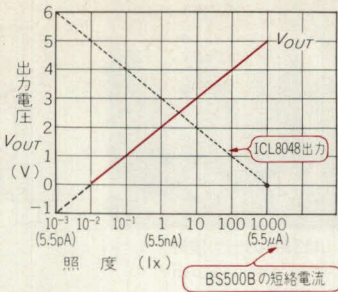
図25に照度計の回路を示します．これは，通常のOPアンプによる電流-電圧変換回路です．

BS500Bの出力電流は100 lx当たり0.55 μAですので，1 lx当たり5.5 nAになります．したがって，OPアンプの帰還抵抗R_Fを180 kΩにすると1 mV/lxの出力感度を得ることができます．ただし，感度にばらつきがありますので，VR_1で調整します．

ところで，BS500Bの低照度での特性は暗電流で決まりますが，暗電流は10 pA(max)ですので問題にはなりません．したがって，BS500Bでは0.0025 lxからの測定ができ，ダイナミック・レンジでは112 dB以上にもなります．

これだけの広範囲にわたって測定するためには，一般にlogアンプが使用されます．logアンプにはICL8048を使っています．

logアンプでは，電流入力のほうが電圧入力にくらべて，オフセット電圧の影響を受けにくいので特性が良くなります．したがって，フォト・ダイオードは短絡電流を使用しています．

ただし，ICL8048の入力電流は1 nA～1 mAですので，そのまま接続しては光電流が小さすぎて良くありません．そこで図25のように，OPアンプA_3でフォト・ダイオードの出力電流を100倍して，ICL8048に入力しています．

〈図26〉出力電圧と照度の関係

ICL8048の入力電流I_{IN}は，

$$I_{IN}=(R_1/R_2)I_{SC}$$

で示されます．図25では，$R_1=1$ MΩ，$R_2=10$ kΩですので，$I_{IN}=100\ I_{SC}$になります．

OPアンプA_4は，ICL8048の出力が図26に示すように負の傾斜をもっていますので，これを反転するために入れてあります．また，レベル合わせも行っています．

〈松井邦彦〉

（トランジスタ技術　1989年4月号）

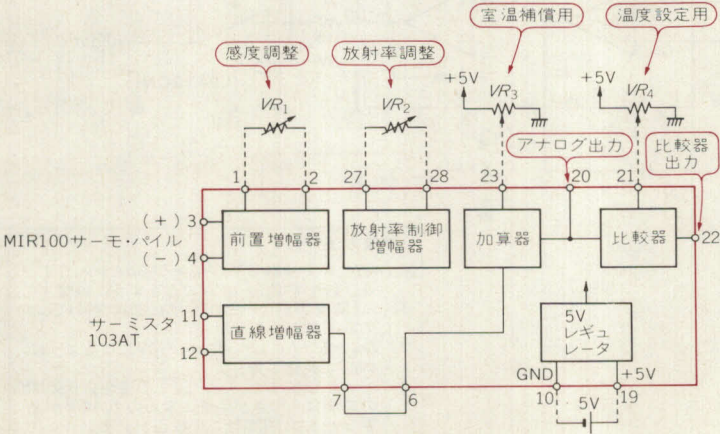
サーモ・パイルを用いて
−20～+50℃まで測れる

非接触放射温度計

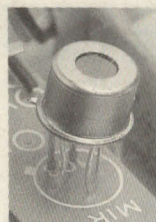
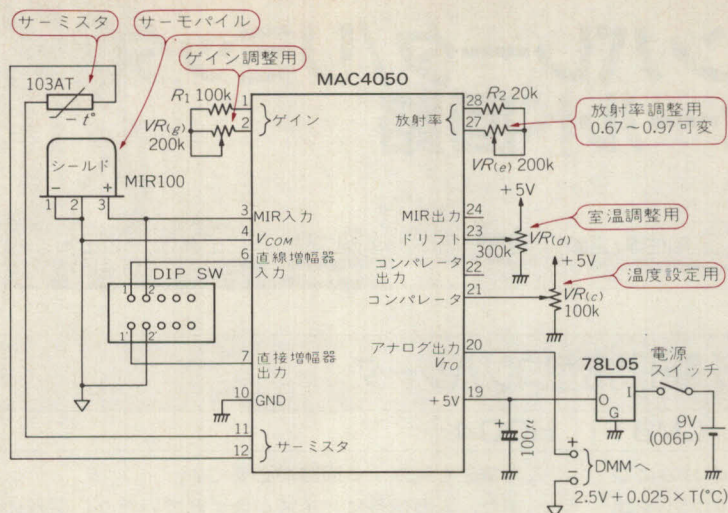
MAC4050

サーモ・パイルは物体からの放射エネルギを受けて，受光部の温度が変化すると，その温度変化を受光部の回りに形成した熱電対によって検出するものです．そのままでは出力電圧が小さいので，多数の熱電対を直列接続して出力電圧を大きくしています．

サーモ・パイルの出力電圧は絶対温度の4乗に比例するため，そのままでは非直線すぎて使えません．ところが，ある狭い温度範囲に限ると，ほぼ直線とみな

〈図27〉[1] MAC4050の内部ブロック図

〈表2〉[1] MAC4050の仕様

項目	仕様
電源電圧	5 V/1.6 mA
測定範囲	−20～+50 ℃
出力	2.0～3.75 V (0 ℃で2.5 V)
感度	25 mV/℃
精度	±0.4 ℃ (設計上)

〈図 28〉(1) 簡易非接触温度計回路(−20 °C〜+50 °C)

〈写真 3〉 サーモ・パイル

〈表 3〉(1) いろいろな物質の方射率

物質	放射率	物質	放射率	物質	放射率
アスファルト	0.90〜0.98	くっしい	0.89〜0.91	紙	0.70〜0.94
コンクリート	0.94	レンガ(赤色)	0.93〜0.95	アルミニウム酸化物	0.76
セメント	0.96	繊維	0.90	クロム酸化物	0.81
砂	0.90	布(黒色)	0.98	銅酸化物	0.78
土	0.92〜0.96	皮膚(人)	0.98	鉄酸化物	0.78〜0.82
水	0.92〜0.96	なめし皮	0.75〜0.80	ニッケル酸化物	0.90
氷	0.96〜0.98	木炭(粉)	0.96	チタン酸化物	0.40〜0.60
雪	0.83	塗料ラッカ	0.80〜0.95	すず酸化物	0.11〜0.28
ガラス	0.90〜0.95	塗料ラッカ	0.97	真ちゅう酸化物	0.56〜0.64
セラミック	0.90〜0.94	(つや消し黒)		青銅凹凸面	0.55
大理石	0.94	ゴム(黒)	0.94	圧延ステンレス	0.45
ほたる石	0.30〜0.40	プラスチック	0.85	赤くさびた銅	0.69
石こう	0.80〜0.90	材木	0.90		

せます．

サーモ・パイル専用 IC MAC4050(三菱油化)は測定温度範囲を−20〜50 °Cの範囲に絞って，リニアライズ回路は省いています．このとき，設計上の精度は±0.4 °Cです．

図 27 に MAC4050 の内部ブロック図を，**表 2** に電気的特性を示します．

図 28 に簡易型の非接触温度計の回路図を示します．サーモ・パイルには MIR100(三菱油化)を使用しています(**写真 3**)．

基準接点の補償は，サーミスタ 103AT(石塚電子)で行っています．したがって，実装のときにはサーモ・パイルとサーミスタはできるだけ近づけます．

本器の調整は，以下の手順で行います．

① ゼロ点調整

DIP $SW_{1-1'}$ と $SW_{2-2'}$ を ON して，MAC4050 の入力(3-4 番ピン)をショートして，入力 0 にします．このとき，V_{out} が室温を表示するように，$VR_{(d)}$ で調整します．たとえば，室温が 20°Cのときは，V_{out} は 25 mV/°C×20 °C＝500 mV になります．

② ゲイン調整

DIP $SW_{2-2'}$ を OFF にして，センサ出力を IC に入力します．そして，放射率調整用ボリューム $VR_{(e)}$ を最大にして，ゲイン調整を行います．

③ 放射率調整

これで温度が測定できますが，そのときの放射率の調整を忘れないようにしておきます．放射率の一例を**表 3** に示します．

〈松井邦彦〉

◆引用文献◆

(1) 三菱油化，実験用キット MEX100 解説書．

〔トランジスタ技術　1989 年 4 月号．本章の詳しい解説は『センサ回路の設計・製作』(CQ 出版㈱)をご参照ください〕

(トランジスタ技術　1989 年 4 月号)

第5章 コンパレータ/リミッタ/ホールド回路

船住孝/宮崎仁/更科一/松井邦彦/上窪兼/木目田泰志/常世田和夫

高入力抵抗が得られる 電圧比較型コンパレータ

LM311 HC04

コンパレータICの二つの入力端子のおのおのに基準となる電圧と入力電圧を加え，その電圧の大小を比較させるのが電圧比較型コンパレータです(図1).

この回路の入力電圧の範囲はコンパレータICの品種により定められた入力電圧の範囲になります.

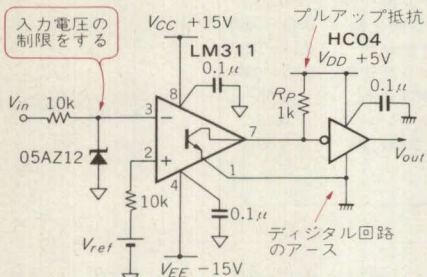
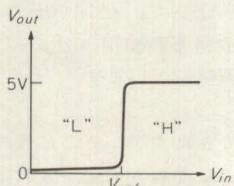
この範囲を超える電圧が加わる場合は，図のように，入力電圧を制限する回路が必要です.

また，入力信号にノイズが含まれていたり，信号の変化が遅いときには，図2(a)のように，しきい値付近で出力がばたつく現象が発生するので，図2(b)のように出力から正帰還をかけて図2(c)のようなヒステリシス特性をもたせます.

コンパレータICでは，出力がオープン・コレクタ出力になっているものが多いので，プルアップ抵抗を設けて使います.

この抵抗値が大きいと，出力が“L”から“H”になるのに時間がかかり，また抵抗値が小さいとコンパレータのドライブ能力が不足してしまうので，たとえば代表的なコンパレータICのLM311では470Ω～10kΩくらいの値にします. 〈船住　孝〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

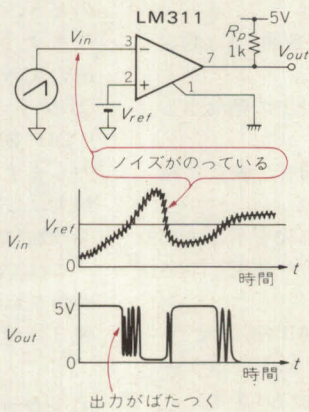
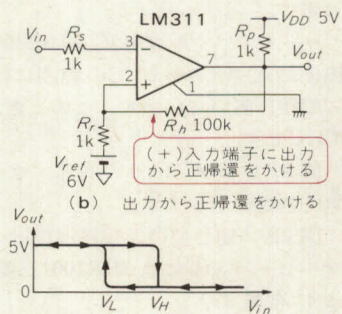
〈図1〉電圧比較型コンパレータ回路

(a) 回路図

(b) 入出力の関係

〈図2〉コンパレータにヒステリシスをもたせる

(a) 小さなノイズで出力がばたつく

(b) 出力から正帰還をかける

$$V_H=\frac{R_r V_{DD}+(R_h+R_p)V_{ref}}{R_r+R_h+R_p}=5.99(\mathrm{V})$$

$$V_L=\frac{R_h}{R_r+R_h}V_{ref}=5.94(\mathrm{V})$$

(c) ヒステリシス特性

入力範囲が広くとれる 電流比較型コンパレータ

LM311

電圧信号を抵抗を通して電流信号に変換してからコンパレータに入力する方法です．

図3(a)の回路は，コンパレータの(−)側端子に基準となる電圧入力信号を抵抗を介して接続し，(+)側端子に出力から正帰還をかけてヒステリシスをもたせてあります．

図(b)が入出力の特性図です．IN⁻端子電圧 V_{IN}^- は，

$$V_{IN}^- = \frac{R_2}{R_1+R_2}V_{in} + \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{ref}$$

$(V_{ref}<0)$

となり，この V_{IN}^- がスレッショルド電圧 V_H(V_{OUT}= “H” → “L”)，または V_L(V_{OUT}= “L” → “H”)になると出力が反転します．

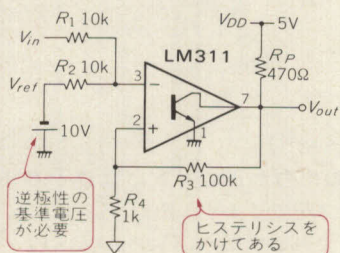
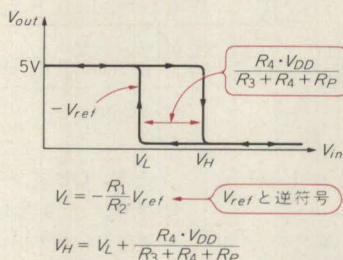
図4の回路は V_{in} がコンパレータの電源電圧より高い場合，コンパレータが破壊されるのを保護するためにダイオード D_1，D_2 を挿入してあります．このようにしてあると，V_{in} が電源電圧範囲外になっても，何の支障もなく動作します．

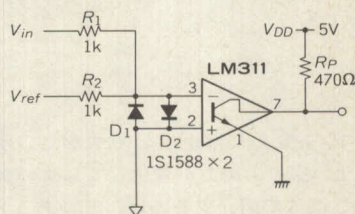
このダイオードはコンパレータの両入力端子間の電圧を±0.7 V以下にクランプして，コンパレータICの内部回路の飽和をおさえ，コンパレータの応答速度を速める効果ももっています．

ただしこの場合，**図3**のように正帰還をかけてヒステリシスをもたせても，ヒステリシス電圧を0.7V以上にしようとすると正確にヒステリシスを設定することができなくなるので，ヒステリシスはもたせていません．

〈船住　孝〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

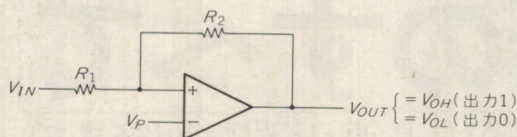
〈図3〉 電流比較型コンパレータ回路

(a) 回路図　　(b) ヒステリシス特性

〈図4〉 コンパレータの入力をダイオードでクランプする

一方のスレッショルド電圧のみを可変できる ヒステリシス・コンパレータ回路

TL081

通常，ヒステリシス・コンパレータというと，**図5**のように正帰還をかけて使うのが一般的です．このとき，出力電圧 V_{OUT} が “L” → “H” レベルに変化するときの入力電圧 V_{REF}^+ と，“H” → “L” レベルに変化するときの入力電圧 V_{REF}^- は，図中のように与えられます．

この V_{REF}^+ と V_{REF}^- がスレッショルド電圧になるわけです．これを変えようと思ったら，R_1 か R_2 または

〈図5〉 一般の場合のヒステリシス計算

0→1のとき：

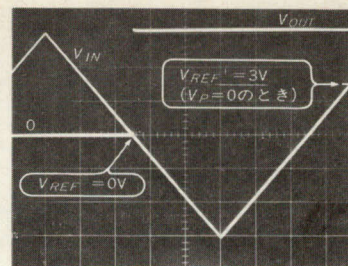
+入力は $\frac{R_2V_{IN}+R_1V_{OL}}{R_1+R_2}$，したがって，$V_{REF}^+ = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)V_P - \frac{R_2}{R_1}V_{OL}$

1→0のとき：

+入力は $\frac{R_2V_{IN}+R_1V_{OH}}{R_1+R_2}$，したがって，$V_{REF}^- = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)V_P - \frac{R_2}{R_1}V_{OH}$

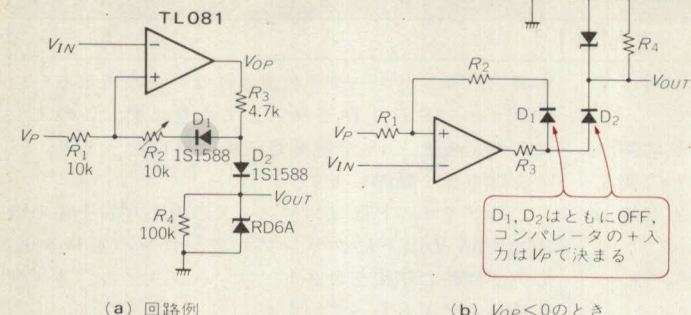
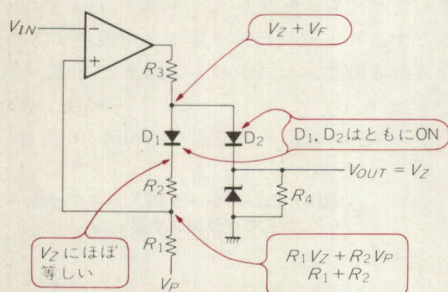
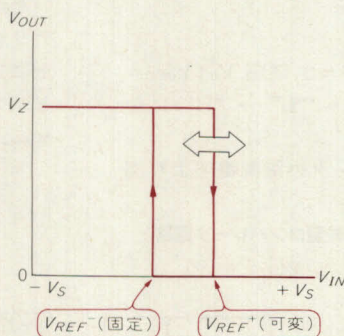
スレッショルドの中点は，$\frac{V_{REF}^+ + V_{REF}^-}{2} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)V_P - \frac{R_2}{R_1}\frac{V_{OL}+V_{OH}}{2}$

ヒステリシス幅は，$V_{REF}^+ - V_{REF}^- = \frac{R_2}{R_1}(V_{OH}-V_{OL})$

〈図6〉一方のスレッショルド・レベルを固定したヒステリシス調整回路

（a）回路例　（b）$V_{OP}<0$のとき

〈写真1〉図6の動作例
〔1 ms/div, 2 V/div〕

（c）$V_{OP}>0$のとき

V_{OUT}
V_Z
0
$-V_S$
$+V_S$
V_{IN}
V_{REF}^-（固定）
V_{REF}^+（可変）

（d）入出力特性

V_Pを変えればよいのですが，いずれの場合もV_{REF}^+とV_{REF}^-の両方が変化してしまいます．

ここで紹介するのは，二つあるスレッショルドの一方を変えずに，ヒステリシス幅を可変できる回路です．

回路を図6に示します．OPアンプに正帰還にかけたものですが，正帰還ループにダイオードD_1を挿入してあるのが特徴です．

そのため，OPアンプの出力が負のときはD_1がOFFになり，正帰還が働かなくなります．OPアンプの＋入力ピンには，V_Pがそのまま入力されているのと同じですから，$V_{REF}^-=V_P$です［図6(b)］．

一方，OPアンプの出力が正のときにはD_1がONになり，正帰還ループができます．出力V_{OUT}はツェナ電圧V_Zでクランプされますから，$V_{REF}^+=(R_1\cdot V_Z+R_2\cdot V_P)/(R_1+R_2)$となります［図6(c)］．ただし，このとき$V_P<V_Z$であることが必要です．

したがって，たとえばR_2をトリマで調整すれば，V_{REF}^-を変えることなく，V_{REF}^+だけを可変できます．すなわち，ヒステリシス幅の調整ができます．

図6の回路の動作波形を**写真1**に示します．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1988年3月号）

出力をロジック・レベルに変換した OPアンプを使ったコンパレータ

RC4558 LM324 4049B

1パッケージに4個または2個入りのOPアンプの一つをコンパレータとして使いたいと思うことがよくあります．しかし，専用のコンパレータとOPアンプでは出力段の構成が違うため，±15Vで動作させているOPアンプの出力を5Vで動作しているロジックに直接接続することはできません．

そこでOPアンプの出力を加工して“H”のときは約5V，“L”のときは約0Vになるようにしてロジック IC に接続します．

その方法を紹介しましょう．

図7(a)の方法は，OPアンプの出力が“H”のときは抵抗 R_1とツェナ・ダイオード D_Zでクランプして出力を+4.7Vにします．“L”のときはツェナ・ダイオードの順方向電圧で−0.6Vになります．抵抗 R_Pはロジック IC の保護用です．

図(b)の方法はOPアンプのフィードバック・ループにツェナ・ダイオードを入れる方法です．

図(a)の回路ではOPアンプの出力端子が“L”から“H”に変化するとき，負の電源電圧から正の電源電圧まで大きくスイングするため速い応答はできませんが，図(b)の回路では，OPアンプの出力は−0.6Vから4.7Vまでスイングすればよいので，応答が速くなります．

この回路では，信号は反転入力端子側にしか入れられないので，電流比較型コンパレータになります．

図(c)の回路は，リミッタ回路を利用したものです．OPアンプの出力は，

“H”のとき $V_H = -V^-(R_1/R_2)$

“L”のとき−0.6V

になります．したがって，R_1，R_2を選べば，“H”の出力を好みの電圧にすることができます．

応答速度も図(b)の回路と同等になります．

図(d)の回路はLM324のような単電源OPアンプとロジック回路を接続する場合です．

LM324を15V単電源で使う場合，出力が“L”のときはOPアンプの出力電圧はほぼ0Vになるのでそのままで接続できます．

出力が“H”のときはOPアンプの出力は約13Vになりますが，ロジック IC に4049を使えば電源電圧にかかわらず18Vまでの入力電圧まで使えるので，OPアンプの出力をそのまま接続することができます．

このように，デバイスをうまく選べば外付け部品を使わずにロジック IC と接続することができます．

〈船住　孝〉

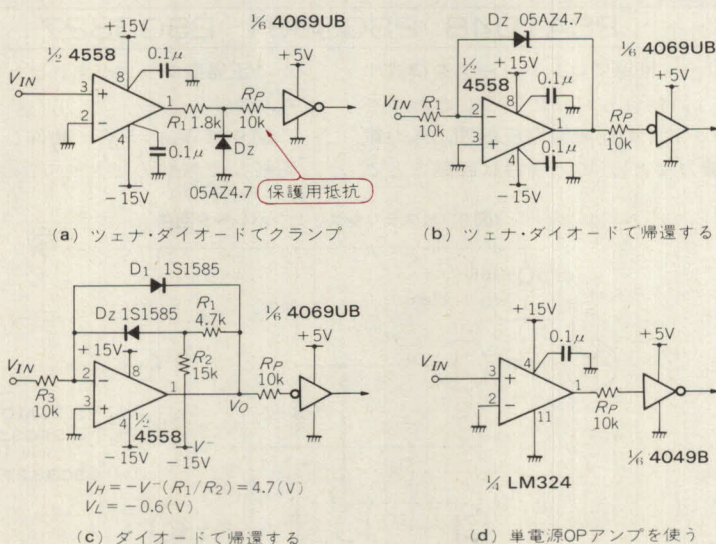
（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図7〉OPアンプをコンパレータとして使う

(a) ツェナ・ダイオードでクランプ

(b) ツェナ・ダイオードで帰還する

(c) ダイオードで帰還する

(d) 単電源OPアンプを使う

トランジスタを用いた高速コンパレータ

2SC1815

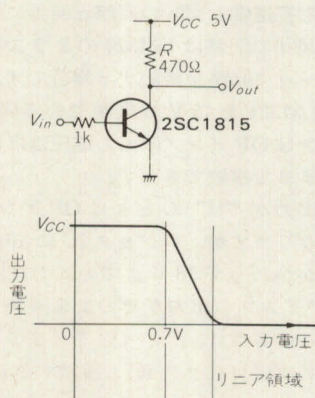
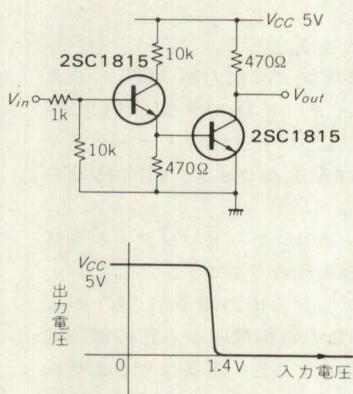
トランジスタ1個で非常に高速なコンパレータが構成できます．図8(a)にその回路を示します．この回路では，トランジスタの h_{FE} は数百程度なのでゲインが低く，しきい値付近でコンパレータの“きれ”が悪くなります．

図(b)はトランジスタをダーリントン接続にしてゲインを大きくし，コンパレータの“きれ”を良くした回路です．

なお出力の負荷抵抗(470 Ω)を大きくすると消費電流は小さくなりますが，スピードは遅くなります．

〈船住　孝〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

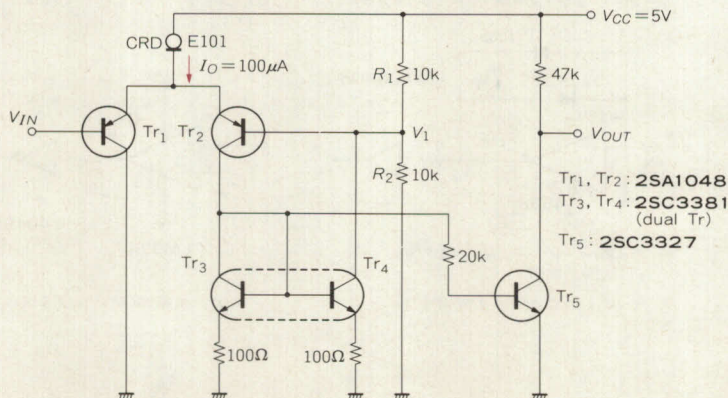
〈図8〉トランジスタを使ったコンパレータ回路

（a）回路図と入出力特性　（b）ダーリントン接続にする

ディスクリートで構成したヒステリシス・コンパレータ回路

2SA1048 2SC3381 2SC3327

一般にディスクリート回路でコンパレータを構成すると，ICでは得にくい特性も容易に得ることができます(たとえばスピード，動作電源電圧範囲，入力電圧範囲，負荷駆動能力など)．この場合は回路のどこかに正帰還ループがあればヒステリシスをもつようになります．

図9は V_{CC}＝5 Vで動作し，0 Vから V_{CC} まで入力可能な反転型のヒステリシス・コンパレータです．

〈図9〉ヒステリシス・コンパレータ回路

CRDを抵抗に置き換えて定数見直しをすれば，V_{CC}＝2V程度まで動作可能です．正帰還ループは，Tr_2のベース～Tr_2のコレクタ(Tr_4のベース)～Tr_4のコレクタ(Tr_2のベース)というループで，V_{IN}と比較するための基準電圧 V_1を$I_{C(Tr4)}$で変化させています．

V_{IN}が0Vから徐々に上昇してV_{CC}までいき，ふたたび0Vまで下がるときのことを図10の電圧電流波形を参考にして考えてみましょう．

まず V_{IN}＝0Vのときには，Tr_1，Tr_2の差動回路においてTr_1＝ON，Tr_2＝OFFとなっており，Tr_4，Tr_5がOFFで，基準電圧 V_1は，

$$V_1=\{R_2/(R_1+R_2)\}V_{CC}$$
$$=\{10\,k/(10k+10k)\}\times5=2.5\,V$$

となります．V_{OUT}は“H”レベル(＝V_{CC})です．

したがって V_{IN}が2.5Vになるまでこの状態は変わらず，V_{IN}が2.5Vを越すと反転して，Tr_1＝OFF，Tr_2＝ONとなります．そうするとTr_3とTr_4にも$I_{C(Tr2)}$に等しい電流が流れ，V_1を引き下げます．このときの V_1は，

$$V_1=\{R_2/(R_1+R_2)\}V_{CC}-\{R_1R_2/(R_1+R_2)\}I_O$$
$$=\{10\,k/(10\,k+10\,k)\}\times5-\{10\,k\times10\,k/(10\,k+10\,k)\}\times100\,\mu$$
$$=2\,V$$

となります．一度この状態になると，V_{IN}が2V以下に下がらない限りこの状態が保持され，V_{IN}が高くなる分にはなんの変化もありません．また，このときのV_{OUT}はTr_5＝ONなので，“L”レベル(＝$V_{CE(sat)}$＝0.1V程度)となっています．

つぎに V_{IN}が下がっていくときのことを考えると，V_1＝2Vになっているので，V_{IN}が2Vになるまではそれまでの状態が保持されます．V_{IN}が2V以下になるとTr_1＝ON，Tr_2＝OFFとなり，V_1は2.5Vに戻ります．

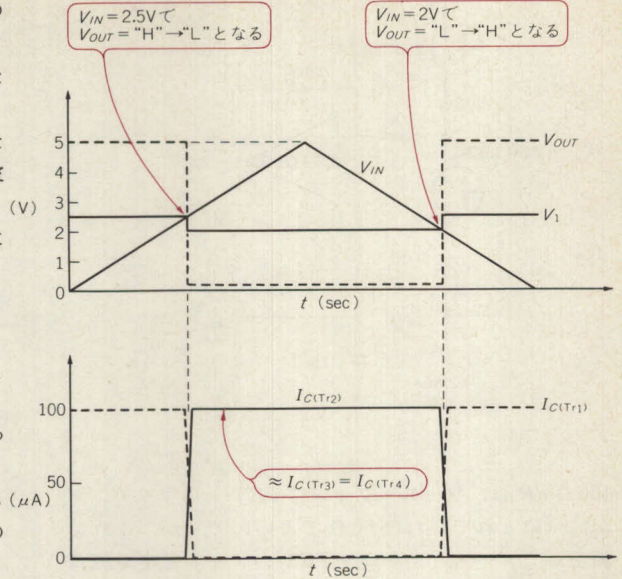
〈図10〉各部の電圧電流波形

以上から，V_{IN}が大きくなり，V_{OUT}が“H”から“L”になるときにはV_{OUT}はV_{IN}＝2.5Vで反転し，V_{IN}が小さくなり，V_{OUT}が“L”から“H”になるときにはV_{OUT}はV_{IN}＝2Vで反転するので0.5Vのヒステリシスであることがわかります．

図9は反転型のヒステリシス・コンパレータです．これを非反転型にするには，Tr_5のベースをTr_1のコレクタで駆動すれば可能ですが，V_{IN}＝0V付近ではTr_1が飽和に入ってしまうのでなんらかの対策が必要です．またV_{CC}をこれよりも下げるときには，CRD (Current Regurated Diode：定電流ダイオード)の動作電圧に，逆に上げるときにはトランジスタの V_{EBO}に注意する必要があります．〈更科 一〉

(トランジスタ技術　1991年9月号)

超高速コンパレータLT1016を用いた 高速高感度コンパレータ(50 MHz 100 mVトリガ発生回路)

LT1016　2SK192A

カウンタなどに代表される機器は，小さな信号に対してそれをロジック・レベルまで増幅するトリガ発生回路が必要です．高速で安定なトリガ発生回路を得るのはけっこう面倒で，ディスクリート・トランジスタで構成するのが一般的です．しかし，超高速コンパレータLT1016を用いると，簡単な構成で高速なトリガ発生回路を実現することができます．

図11は100 mVの感度をもった50 MHzトリガ発生回路です．入力段は定電流負荷をもったFETによるソース・フォロワで，入力インピーダンスを十分高くとっています．その後にLT1016によるコンパレータで，ソース・フォロワ出力をコンパレートしてロジック出力も得ています．

出力からIN^+端子に正帰還をかけてヒステリシスをもたせているのは，ノイズによる誤動作を防ぐためのものです．これがないと微小ノイズが信号に乗っているときに，出力がばたついてしまいます．

IN^-端子はトリガ・レベルを決定するために直流電圧を与えていますが，トリガ・レベルをゼロ電位としたいときはグラウンドに落としてしまってもかまいません．

なお，定電流負荷となっているFETのG-S間の

〈図 11〉 50 MHz トリガ回路

A：100mV/div

B：2V/div

水平：10ns/div

〈写真 2〉 入出力波形

100 Ω *VR* は，ソース・フォロワ FET とのマッチングが完全にとれていれば 50 Ω でよいのですが，これを調整してソース・フォロワ FET のゲートと定電流負荷の FET のドレインが同電位になるようにします．

入力に f = 50 MHz，振幅 50 mV_{P-P} の信号を入れたときの入出力波形を**写真 2** に示します．上が入力波形で，下が出力波形です．またこの図ではわかりにくいのですが，遅延時間は 12 ns となっています．

〈更科　一〉

（トランジスタ技術　1988 年 1 月号別冊付録）

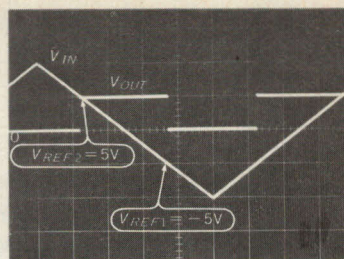
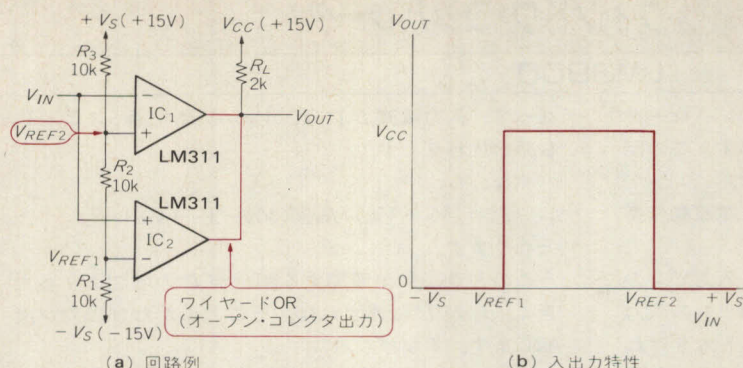
ワイヤード OR を用いた ウィンドウ・コンパレータ

LM311

コンパレータの応用には，一定範囲の入力電圧を検出したいという場合があります．たとえば，図 12 の回路は，$V_{REF1} < V_{IN} < V_{REF2}$ のときに出力が 1，$V_{IN} < V_{REF1}$ または $V_{REF2} < V_{IN}$ のときに出力が 0 となるものです．

この動作は以下のとおりです．まず $V_{IN} < V_{REF1}$ のときですが，このときは IC_1 の出力は OFF しており，IC_2 の出力は ON しています．

〈図 12〉 ウィンドウ・コンパレータ

(a) 回路例 (b) 入出力特性

〈写真 3〉 図 12 の動作例
〔1 ms/div, 5 V/div〕

LM311 はオープン・コレクタなのでワイヤード OR 接続することにより，少なくともいずれか一方の出力が ON とすると V_{OUT} は "L" レベルになるので，このときは V_{OUT}＝ "L" です．

つぎに $V_{REF1} < V_{IN} < V_{REF2}$ のときは，IC_1 の出力も IC_2 の出力も OFF しているので，V_{OUT}＝ "H" です．

最後に $V_{REF2} < V_{IN}$ のときは，IC_1 の出力は ON，IC_2 の出力は OFF なので，V_{OUT}＝ "L" となります．

このように，二つスレッショルドをもち，入力電圧がそれらの間にあるかどうかを検出できる回路のことを，特にウィンドウ・コンパレータと呼んでいます．

このウィンドウとは窓のことであり，二つのスレッショルドの間の区間を窓に見立てたものです．

ウィンドウ・コンパレータは，2 個のコンパレータ出力をロジック結合すれば簡単に作れます．とくにオープン・コレクタ出力の場合は，ワイヤードORが可能ですから，特に部品が増えるということはありません．

写真 3 に図 12 の動作波形を示します．

なお各 IC と IN^+ 端子と IN^- 端子を入れ替えると，ウィンドウ・コンパレータが動作しなくなるので注意してください． **〈宮崎 仁〉**

（トランジスタ技術 1988 年 3 月号）

OP アンプを使った ウィンドウ・コンパレータ

LM324 TC4081

図 13 は，OP アンプを使ったウィンドウ・コンパレータの回路図です．

基準電圧は 10 V と 5 V の二つです．OP アンプ OP_1 の出力 V_1 は，入力電圧 V_{IN} が 10 V 以下のとき "H" レベルになり，OP アンプ OP_2 の出力 V_2 は，V_{IN} が 5 V 以上のとき "H" レベルになります．

したがって，V_1 と V_2 の AND をとることによって，V_{IN} が 5〜10 V のときだけ V_O が "H" レベルになるウィンドウ・コンパレータができます．

このように OP アンプでウィンドウ・コンパレータを作ると，AND 回路が一つ余分に必要です．

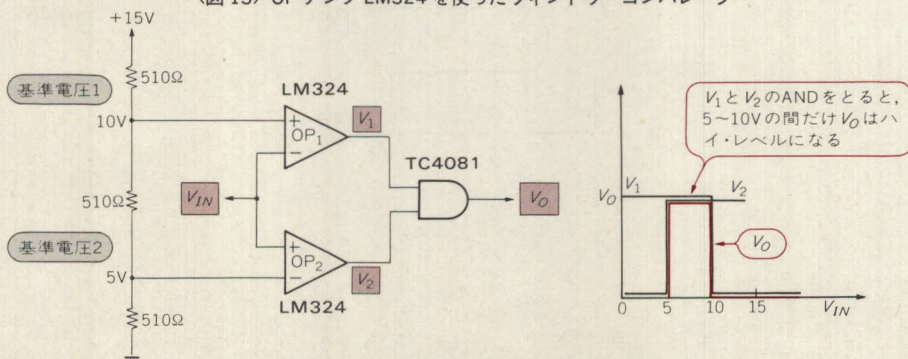
〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) ナショナルセミコンダクター，オペアンプ/コンパレータ・データブック．

（トランジスタ技術 1984 年 10 月号）

〈図 13〉 OP アンプ LM324 を使ったウィンドウ・コンパレータ

ノートンOPアンプ1個で構成した

ウィンドウ・コンパレータ

LM3900

OPアンプ1個でできるウィンドウ・コンパレータとしては，図14に示す回路も考えられます．この回路は正の二つのスレッショルドをもちます．

これは，ノートンOPアンプと呼ばれる電流動作型のOPアンプを用いているのが特徴です．

ノートンOPアンプは，＋入力ピンと－入力ピンの入力電流の差によって動作します．＋入力ピンの入力電流I^+が，－入力ピンの入力電流I^-よりも大きければ，出力は正に振れます．逆にI^-がI^+よりも大きければ，出力は負に(単電源動作の場合は0に)振れます．

図14の回路は，ノートンOPアンプのLM3900を，単電源で用いています．入力電流I^+は，入力電圧V_{IN}にほぼ比例して決まり，$I^+=(V_{IN}-V_{BE})/R_1$となります．ここでV_{BE}は，LM3900の入力飽和電圧です．

それに対して，入力電流I^-はつぎのように変化します．

まず，V_{IN}がツェナ電圧V_Zよりも小さい期間は，V_PからR_3を通って一定電流$I^-=(V_P-V_{BE})/R_3$が流れ込みます．この期間に，I^+が0から増加してI^-に達すれば，そこで出力が反転します．すなわち，$V_{REF1}=(R_1/R_3)\cdot(V_P-V_{BE})+V_{BE}$です．

V_{IN}がV_Zよりも大きい期間は，V_Qが，$V_Q=V_{IN}-V_Z$を保ちながら，V_{IN}につれて動きます．それにともなって，入力電流I^-には，V_QからR_2を通って流れ込む分が加わります．

すなわち，

$$I^-=(V_P-V_{BE})/R_3+(V_{IN}-V_Z-V_{BE})/R_2$$

となります．

このとき，I^-が増加する割合がI^+の増加よりも大きく，I^-がI^+に達すれば，そこでふたたび出力が反転します．すなわち，

$$V_{REF2}=〔R_1\cdot(V_Z+V_{BE})-R_2\cdot V_{BE}-R_1\cdot R_2\cdot(V_P-V_{BE})/R_3〕/(R_1-R_2)$$

です．

このように，図14の回路のスレッショルド・レベルは，V_Zを挟んでその両側に設定されます．

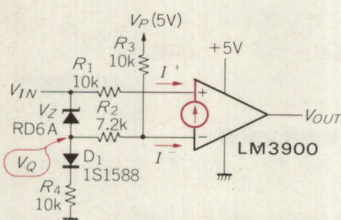
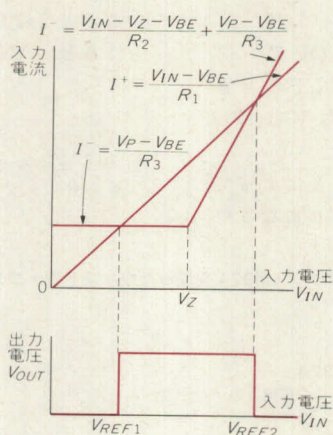
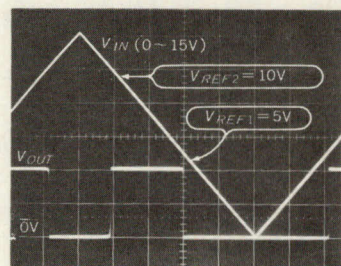
したがって，設定したいスレッショルド・レベルに合わせて，適当な電圧のツェナ・ダイオードを選ぶ必要があります．

ノートンOPアンプを正負電源で用いれば，負のスレッショルド・レベルを設定することも可能です．

写真4に動作例を示しますが，ウィンドウ・コンパレータの動作を行っていることがわかります．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1988年3月号）

〈図14〉ノートンOPアンプによるウィンドウ・コンパレータ

（a）回路例

（b）入出力特性

〈写真4〉図14の動作例
〔1 ms/div，2V/div〕

コンパレータIC1個で構成した
ウィンドウ・コンパレータ
LM311

ウィンドウ・コンパレータは，OPアンプやコンパレータ1個だけでも作ることができます．その一つは図15に示す回路です．これは，正負のスレッショルドをもつウィンドウ・コンパレータで，OPアンプまたはコンパレータ1個とダイオードで作ることができます．

図15において，入力が $V_{IN}>V_F$ のときダイオード D_1 はOFFです．したがって，コンパレータの＋入力ピンには V_{IN} そのままが加わります．

ここで，$V_{IN}>R_1\cdot V_P/(R_1+R_2)$ であれば，＋入力が－入力よりも大きいのでコンパレータの出力は1に，$V_F<V_{IN}<R_1\cdot V_P/(R_1+R_2)$ であれば出力は0になります．

また，入力が $V_{IN}<V_F$ のときを考えると，D_1 がONになり＋入力はほぼ0となります．

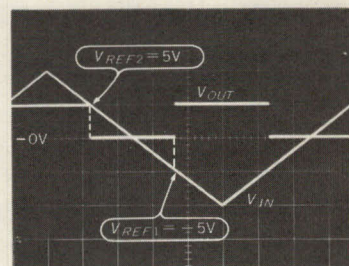
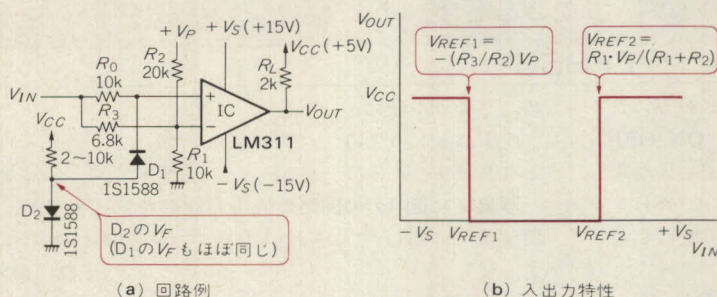
一方，このときの－入力は〔$(1/R_2)V_P+(1/R_3)V_{IN}$〕$/(1/R_1+1/R_2+1/R_3)$ ですから，これが正のとき，すなわち $-(R_3/R_2)\cdot V_P<V_{IN}<V_F$ のとき出力は0です．これが負のとき，すなわち $V_{IN}<-(R_3/R_2)V_P$ のとき出力は1です．

したがって，図15の回路は，$V_{REF1}=(R_3/R_2)\cdot V_P$，$V_{REF2}=R_1\cdot V_P/(R_1+R_2)$ のウィンドウ・コンパレータになっています．

スレッショルドを設定できる範囲は，$V_{REF1}<0$，$V_{REF2}>V_F$ ですから，ウィンドウの幅は最小 V_F となります．**写真5**に動作例を示します． **〈宮崎 仁〉**

（トランジスタ技術 1988年3月号）

〈図15〉コンパレータIC 1個で作るウィンドウ・コンパレータ回路

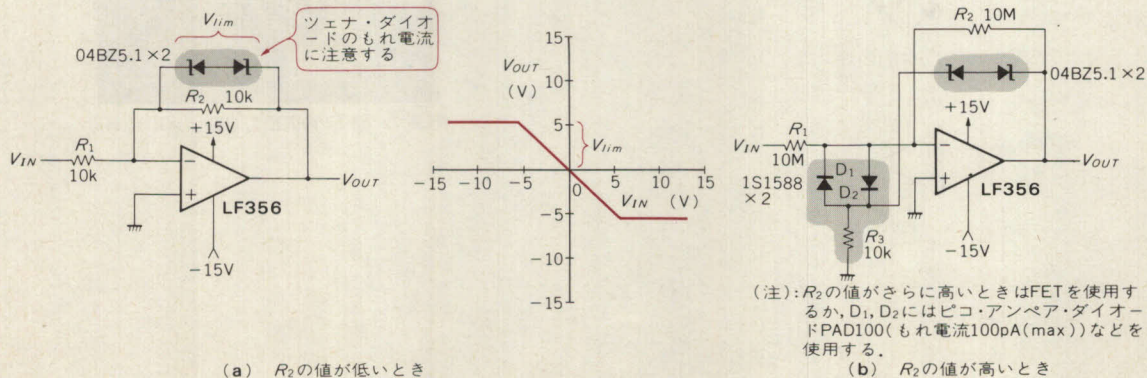
（a）回路例　（b）入出力特性

〈写真5〉図15の動作例
〔1 ms/div，5 V/div〕

ツェナ・ダイオードを使った
リミッタ回路
04BZ5.1　LF356

反転増幅回路の帰還抵抗に並列にツェナ・ダイオードを入れると，出力振幅を制限することができます．その例を図16に示します．

図(a)が一般的な方法で，V_{OUT} が制限電圧 $V_{lim}(=V_Z$

〈図16〉ツェナ・ダイオードによる振幅制限回路

（a）R_2 の値が低いとき　（b）R_2 の値が高いとき

$+\ V_F ≒ 5.7\ V$)に達するまではダイオードはOFFしていますが，V_{lim}に達すると導通して，等価的に帰還抵抗が極端に小さくなったように働き，利得がほとんどなくなります．

これによって振幅制限が行われるわけですが，回路が簡単であるという反面，ツェナ・ダイオードのもれ電流が大きいと誤差が大きくなるという欠点があります．

通常のツェナ・ダイオードのもれ電流はμAオーダ(最大値)ですので，抵抗値に換算すると数MΩくらいです．したがって，帰還抵抗R_2に高い抵抗値のものを使用する場合は，図(b)のような回路構成にします．

出力振幅がリミット値V_{lim}に達しないときは，ツェナ・ダイオードのもれ電流はR_3に流れます．R_3の値はツェナ・ダイオードのもれ電流による電圧降下で，ダイオードをONしないように選びます．

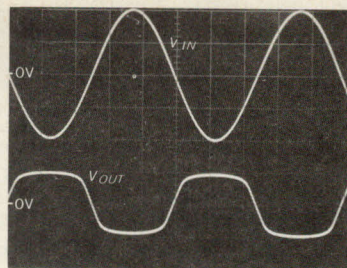
リミッタが動作するとツェナ・ダイオードは入力と接続されます．ただし，D_1とD_2にはもれ電流の小さなものを使用する必要があります．

〈写真6〉図16(a)の入出力波形($f=1$ kHz)

図16(a)の回路の入出力波形を写真6に示します．

〈上窪　兼〉

◆参考文献◆

(1) 岡村廸夫；OPアンプ回路の設計，CQ出版㈱．

(トランジスタ技術　1988年3月号)

高速動作可能な リミッタ回路

LF356

ツェナ・ダイオードはそれ自身のスピードが遅いために，AC信号によりツェナ・ダイオードがON/OFFするようなリミッタ回路では，高速動作は望めません．そこでツェナ・ダイオードにバイアスを与えOFFすることのないようにしておき，高速動作を可能にしたのが図17です．

V_{IN}が正のときはV_{OUT}は負となるので$D_1 \to D_Z \to D_4$でリミッタが働き，負のときは逆にV_{OUT}は正になるので$D_3 \to D_Z \to D_2$でリミッタが働きます．そのため，リミット値は，

$$V_{lim} = V_Z + 2\,V_F$$

となります．

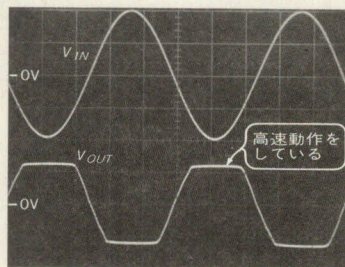
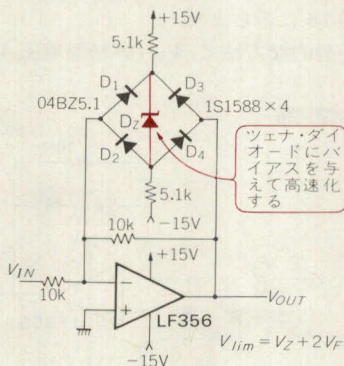
〈図17〉高速化したリミッタ回路

写真7に図17の回路の入出力波形を示しますが，周波数100 kHzでもきれいにリミッタが働いています．

〈上窪　兼〉

◆参考文献◆

(1) 岡村廸夫；OPアンプ回路の設計，CQ出版㈱．

(トランジスタ技術　1988年3月号)

〈写真7〉図17の入出力波形($f=100$ kHz)

制限電圧を正確に設定できる リミッタ回路

LM324

帰還回路にツェナ・ダイオードを入れて振幅制限する方法では，リミット値がツェナ電圧 V_Z とダイオードの順方向電圧 V_F によって決定されるため，リミット値を自由に選択できないことと，リミット値があまり正確でない欠点がありました．

そこで，**正確なリミッタ回路**を図18に示します．図(a)は**上限リミッタ回路**で，図(b)は**下限リミッタ回路**です．図でわかるように，ダイオードの向きを変えただけですので，図(a)についてのみ説明します．

入力電圧 V_{IN} がリミット値 $V_{H(lim)}$ より小さいときはダイオード D_1 はOFFしているので，IC_1 の出力は V_{OUT} とは切り離され，$V_{OUT}=V_{IN}$ になります．

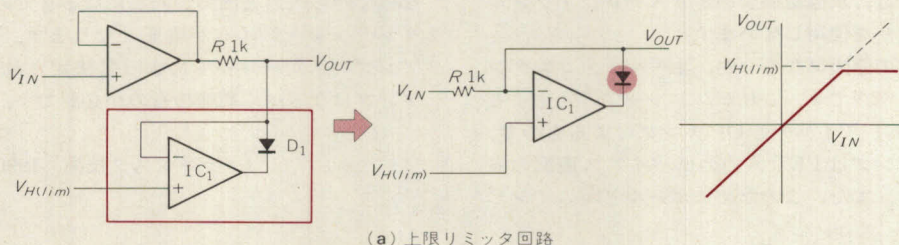
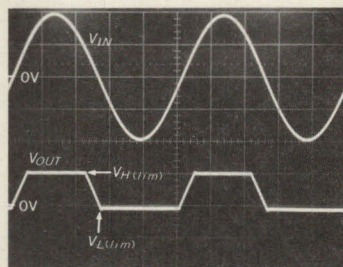
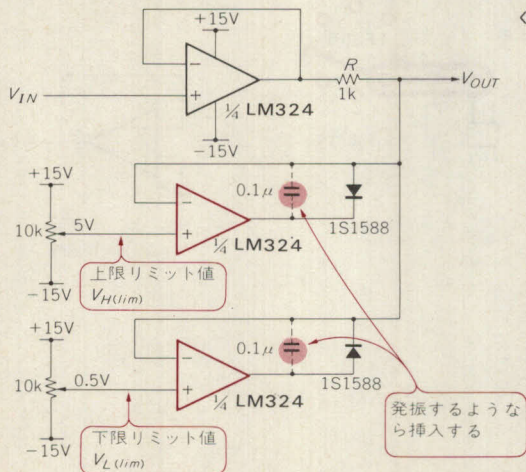
つぎに，V_{IN} が $V_{H(lim)}$ を超えるとダイオード D_1 がONし，IC_1 は非反転増幅回路を形成するので，$V_{OUT}=V_{H(lim)}$ になります．すなわち，V_{OUT} は $V_{H(lim)}$ に制限されてしまいます．V_{IN} と V_{OUT} の関係は図(a)のようになります．

上限リミッタ回路と下限リミッタ回路を組み合わせた回路を図19に，入出力波形を**写真8**に示します．ボリューム VR_1 と VR_2 により，**自由にリミット値を設定**することができます．〈上窪　兼〉

◆参考文献◆

(1) 岡村廸夫；OPアンプ回路の設計，CQ出版㈱．

（トランジスタ技術　1988年3月号）

〈図18〉 正確なリミッタ回路の概念図

〈図19〉 正確なリミッタ回路

〈写真8〉 図19の入出力波形
〔5 V/div，0.2 ms/div〕

高速性に優れた **非反転型サンプル&ホールド回路**

LF356 2SK363

図20に回路を示します．サンプル時は図(b)のように，バッファ・アンプとして動作します．このときにホールド・コンデンサに電荷が蓄えられます．ホールド時は図(c)のように，ホールド・コンデンサの電圧をバッファ・アンプで出力します．

本回路の精度は，ホールド・コンデンサの特性にかかってきます．ホールド・コンデンサのもっとも大きな誤差の原因は誘電吸収です．これは，コンデンサに電圧の急速変化を加えた場合，容量が下がる現象でマイラ・コンデンサで0.5％，セラミック・コンデンサにおいては1％以上も容量が変化し，正常な容量にもどるのに長い吸収時間を必要とします．そのため，ホールド・コンデンサには，誘電吸収が少なく，低リーク電流のポリスチレン・コンデンサなどを使用してください．ここでは，双信電機製のポリスチレン・フィルム・コンデンサを使用しています．

つぎに誤差の原因になるのが，ホールド・コンデンサへのリーク電流です．これが，ドループの発生する原因です．FETスイッチとOPアンプによるもので，とくにOPアンプはFET入力の低バイアス電流のものが必要です．また，このためにホールド時のインピーダンスが高くなり，プリント基板上のディジタル回路や入力電源回路などの影響を受けます．これが，フィード・スルーの発生する原因です．そのため，基板レイアウトを考えなくてはなりません．

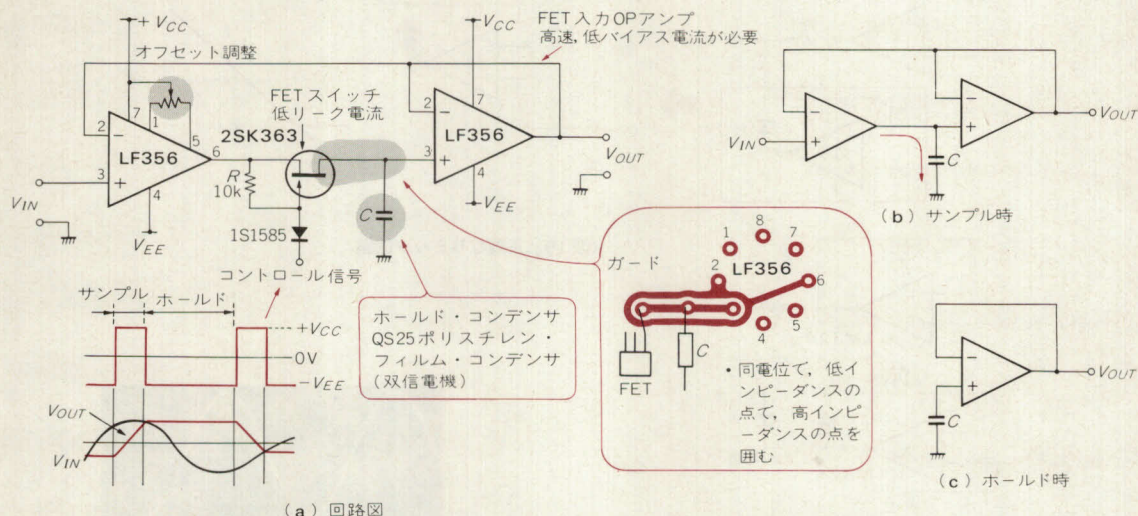
ロジック回路を離すと同時に，図(a)にあるようなガードを施す必要があります．インピーダンスの高い部位を，同電位で低インピーダンスのパターンで囲います．これにより，基板上での影響を最小にすることができます．

つぎにサンプル&ホールド・アンプで重要となるのが速度の問題ですが，サンプル&ホールド・アンプの速度は，アクイジション・タイムで決まります．A-D変換はホールド時に行われるので，この時間はA-Dコンバータにより決定されます．そして，サンプルになってから入力と出力が同じになるまでの時間，アクイジション・タイムが重要となります．これは，OPアンプのスルーレートによって決定されるので，OPアンプはなるべく高速のものが必要です．

〈木目田泰志〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図20〉 非反転型サンプル＆ホールド回路

（a）回路図

（b）サンプル時

（c）ホールド時

ホールド特性の良好な 反転型サンプル&ホールド回路

LF356 2SK363

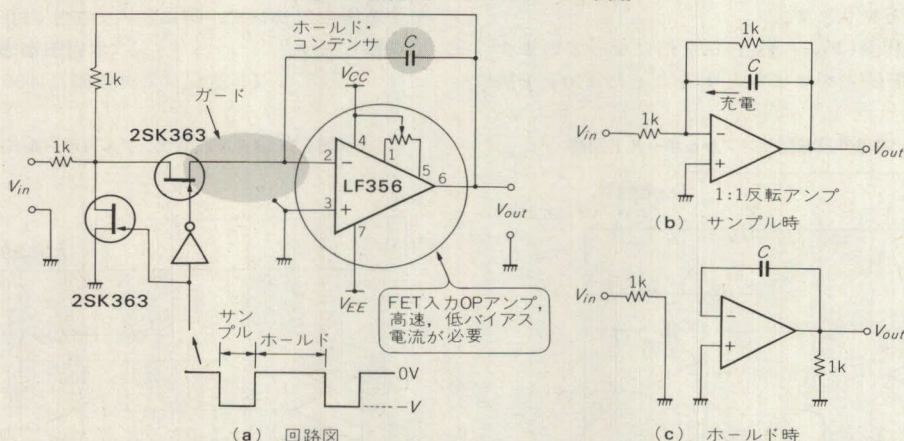
図21に回路例を示します．この回路の場合は，出力が反転されます．サンプル時は，図(b)のように1：1の反転アンプとして動作し，ホールド・コンデンサに電荷をためます．ホールド時には，図(c)のようにホールドされた電圧を出力します．

この回路の場合，サンプル時は基本的に積分回路になっているので，スピードの点ではあまり期待できません．しかしホールド時は，ホールド・コンデンサにつながるFETのソースおよびドレインの電位がともにGND電位となり，両端に電位差が発生しないことから，FETのリークはなくなります．このため長時間のホールドが可能となります．

ホールド・コンデンサの選択，OPアンプのガード，リーク，速度などに気を付ける必要があります．また，この回路の場合，入力インピーダンスが低いので(1 kΩ)，この点にも注意する必要があります．

〈木目田泰志〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図21〉 反転型サンプル＆ホールド回路

（a） 回路図

（b） サンプル時

（c） ホールド時

専用IC AD585を用いた 高速サンプル&ホールド回路

AD585

専用ICを使うと，高性能サンプル&ホールド回路が簡単に実現できます．図22はアナログ・デバイセズ社の高速サンプル&ホールドIC AD585を用いたものです．

ホールド用のコンデンサ(100 pF)は内蔵されていますが，7ピンと8ピンの間にコンデンサを追加することもできます．12ピンを“L”レベルにするとサンプル・モード，“H”レベルにするとホールド・モードとなります(TTLレベル)．このロジックは反転することもでき，12ピンと13ピンの間を短絡し，14ピンをロジック入力端子とすることで，“L”レベルでホールド・モードとなります．

入出力間の利得(V_{IN}→ V_{OUT})は2倍になっていますが，1ピンの接続先を8ピンとすることにより，1倍にすることもできます．

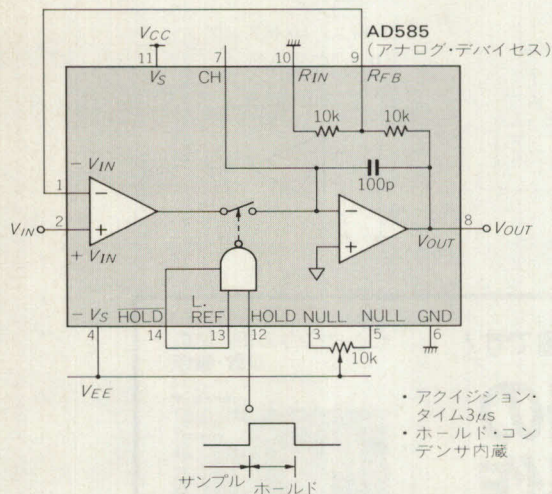
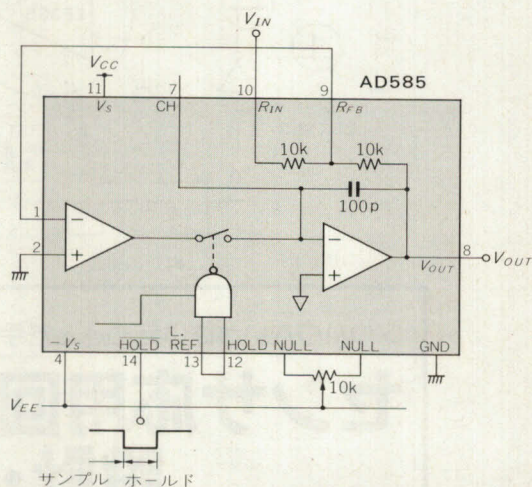
図22は非反転型になっていますが，図23のように接続することにより，反転型とすることもできます．この場合，利得は−1倍です．またロジックは“L”レベルで，ホールド・モードとしています．

このIC採用により，アクイジション・タイムが3 μs(max)，アパーチャ・タイムが35 ns，セトリング・タイムが0.5 μs，ドループ・レートが1 mV/ms(max)という特性が得られます．

なお3ピンと5ピンの間のオフセット調整 *VR* はなくてもかまいません．〔V_{OFF}=2 mV(max)〕が，調整する場合はサンプル時に無入力で出力0となるように調整します．

〈木目田泰志/更科　一〉

(トランジスタ技術　1990年10月号)

〈図22〉高速非反転型サンプル&ホールド回路

〈図23〉高速反転型サンプル&ホールド回路

1.5Vで高速動作可能な サンプル&ホールド回路

LT1018 LM10 2SK365 2SC2458

低電圧で動作するサンプル&ホールド回路を作ろうとすると，アナログ・スイッチの動作に必要な電圧でまず苦労します．ここでは自分自身で負電圧を発生させ，1.5 V でも動作するようにした高速サンプル&ホールド回路を紹介します．

図 24 が本回路図で，アナログ・スイッチには Tr_1 の FET を採用しています．Tr_2，Tr_3，A_2からなる部分がバッファ回路，Tr_6，Tr_7がサンプル，ホールド各モードのコントロール回路，C_{1A}，C_{1B}と Tr_4，Tr_5からなる部分が負電圧を作り出す回路です．ここで使用している LM10 と LT1018 は，ともに 1.5 V でも動作する低電圧低消費電力型の OP アンプおよびコンパレータで，動作電流はそれぞれ 400 μA，110 μA と，回路全体でも低消費電力設計となっています．

C_{1A}は方形波発振回路で，その出力は C_{1B}の IN^-端子と Tr_4のベースをドライブします．いま，かりに C_{1A}の出力が“H”とすると，Tr_4は ON しており，一方の C_{1B}の出力は“L”なので Tr_5は OFF しており，C_1に電荷がチャージされます．これが C_{1A}の出力が“L”になると，Tr_4は OFF，Tr_5は ON になります．そうすると C_1の＋側はほとんどゼロ電位に等しくなるので－側は負電圧となり，Tr_5が ON しているので C_2には C_1の電荷が移動してこの負電圧が発生します．C_{1A}や Tr_4，Tr_5の飽和電圧のため，この負電圧は約 0.7 V となります．

以上の動作が繰り返して行われるため，C_2には直流的な負電圧が発生することになります．この動作は一種のスイッチト・キャパシタと見ることもできます．

サンプル・モードでは Tr_6，Tr_7が OFF になり，Tr_1はゼロ・バイアスとなるので ON します．一方ホールド・モードでは Tr_6，Tr_7とも ON し，Tr_1のゲートを負電位にするので Tr_1は OFF し，C_3の電位が保たれます．ただ，入力信号電圧 E_{IN}が小さいときはゲート・バイアスも負とはいえせいぜい－0.7 V 程度なので，Tr_1には $V_{GS(OFF)}$が 0.5 V 以下のものを選別して用いる必要があります．なお，C_4の 1500 pF によるフィード・フォワードは，切り替え時のスピード・アップを図るものです．

ホールド・コンデンサ C_3を受けるバッファ・アンプは，Tr_2と Tr_3によるソース・フォロワで受けて負荷抵抗を 2 分割して A_2に加えています．負荷抵抗を 2 分割しているのは，IN^+と IN^-端子電圧を LM10 の同相入力電圧範囲内に入れるためのものです．

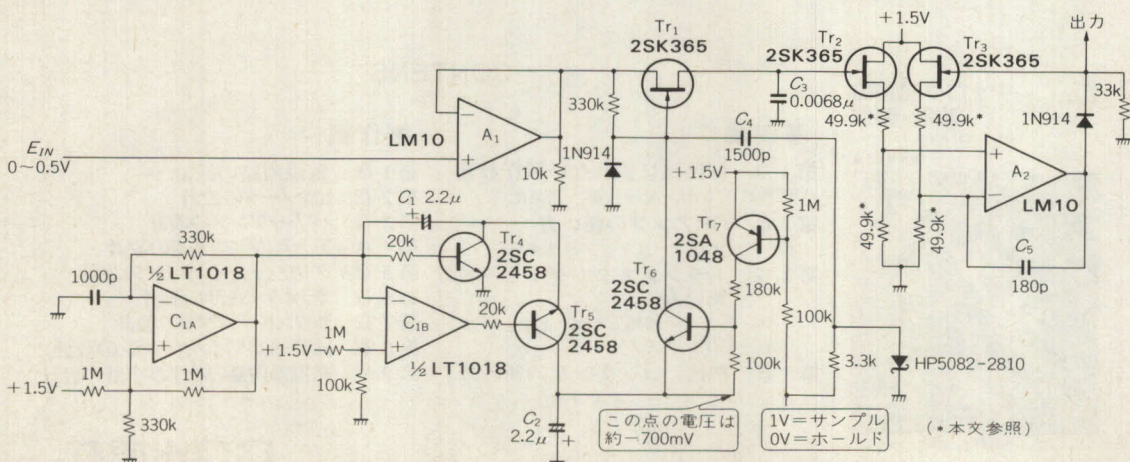
また，出力にシリーズに入っているダイオードは，LM10 それ自身では 0 V まで出力することができないので，ダイオードでレベル・シフトしているものです．C_5は位相補正用です．

なお，図中の＊印のソース・フォロワの負荷抵抗の 49.9 kΩ には相対精度の高いもの(0.05 %)を使用しないと，出力の誤差が大きくなります．また Tr_2と Tr_3の V_{GS}誤差も 500 μV 以下に抑える必要があります．これにより，入出力間誤差 0.1 %を実現できます．

本回路の動特性は，アクイジション・タイムの 125 μs，ドループ・レート 10 μV/ms です．全体の消費電流は 700 μA 以下です．

〈更科　一〉

（トランジスタ技術　1988 年 1 月号別冊付録）

〈図 24〉 1.5 V で動作するサンプル＆ホールド回路

反転型理想ダイオード回路を用いた 反転型ピーク・ホールド回路

TL071

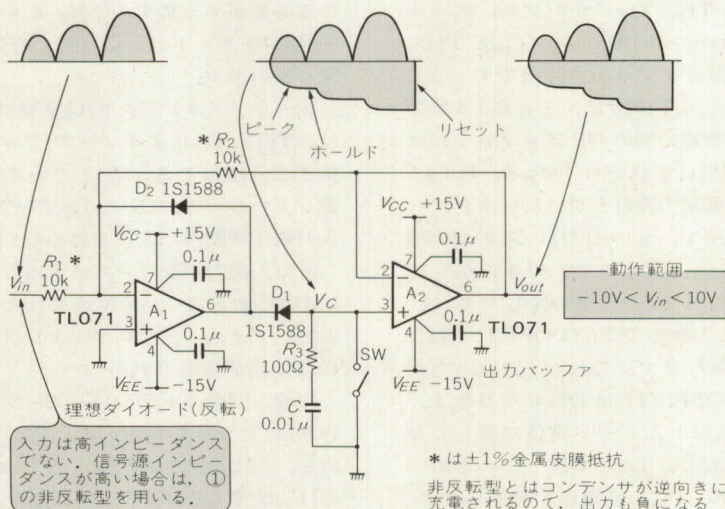
反転型の理想ダイオードとコンデンサおよびバッファを組み合わせて，ピーク・ホールド回路を構成したのが図25です．

回路的には非反転型の理想ダイオードを用いたものと同じであり，したがって動作も極性が反対になるだけで，基本的には同じです．

当然ですが，反転型なので出力の極性は入力と逆になります．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図25〉反転型ピーク・ホールド回路

非反転型理想ダイオード回路を用いた 非反転型ピーク・ホールド回路

TL071 2SK30A

非反転型の理想ダイオードとコンデンサおよびバッファを組み合わせて，ピーク・ホールド回路を構成したのが図26です．A_1が理想ダイオード，A_2が電圧フォロワになっています．

コンデンサからのリーク電流は，V_Cの変動要因になります．ダイオードのリークは比較的大きく，最悪で500 nAぐらいです．FETを利用して，低リークのダイオードを作る方法もあります．

OPアンプによるリーク電流すなわちバイアス電流は，FET入力なら1 nA以下にできますが，高温になると急激に増加するので注意が必要です．そのほか，コンデンサや基板パターンからのリークもあるので，コンデンサにはリーク電流の小さいフィルム・コンデンサを使用します．

信号のリセットには図27のようにFETかトランジスタを使います．ともにリセット・パルスが“H”レベルでリセットとなりますが，FETではゲートに正の電圧は加えられないので，ダイオードでそれを防いでいます．

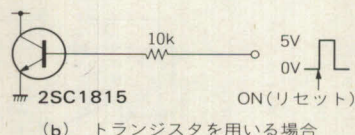
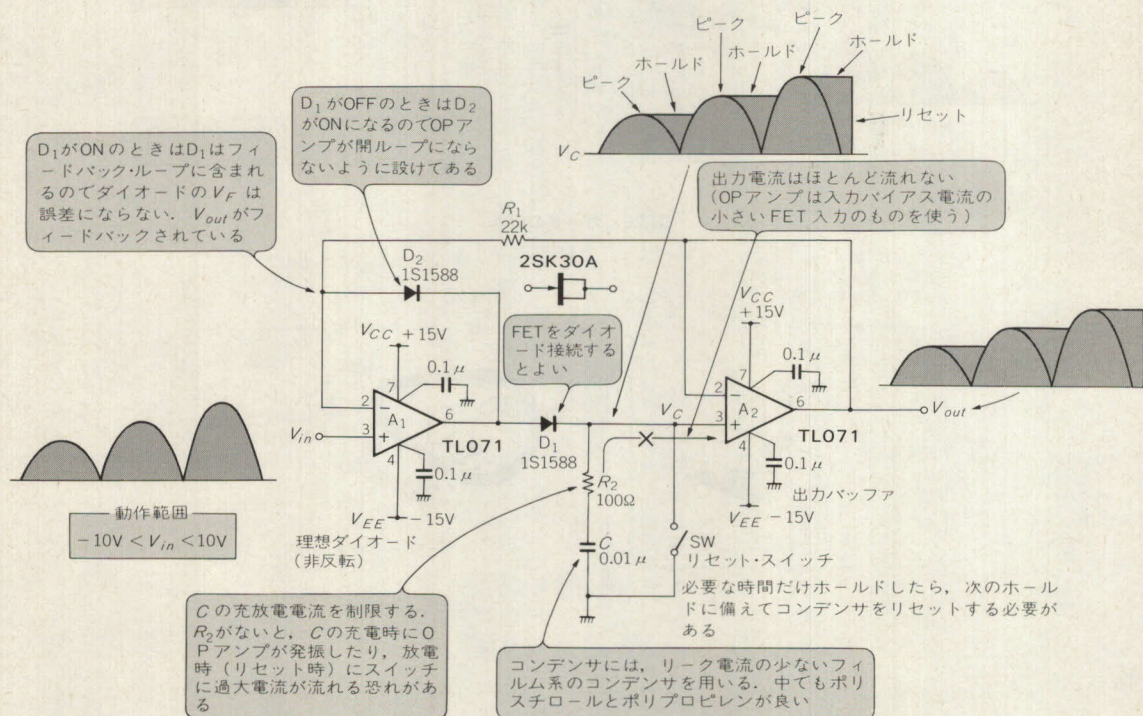
リセット・パルスの“H”レベルが0Vであれば，このダイオードは必要ありません．〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図27〉リセット・スイッチの例

(a)　FETを用いる場合

(b)　トランジスタを用いる場合

〈図26〉非反転型ピーク・ホールド回路

長時間ホールド可能な 非反転型ピーク・ホールド回路

TL071

ダイオードを2本直列接続し，その中点を出力電圧でバイアスすることにより，長時間ホールド可能なピーク・ホールド回路を実現することができます．この回路を図28に示します．

この回路では，$V_{in} > V_{out}$のときはD_1，D_2ともONになり，ダイオード1本の場合と同じように動作します．

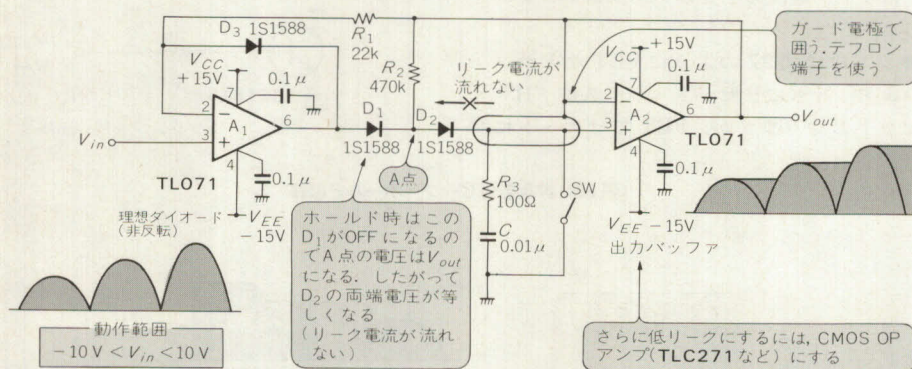
$V_{in} < V_{out}$のときD_1がOFFになり，入力と出力を切り離します．このときD_1はリーク電流が流れますが，D_2はアノード側がR_2を介してコンデンサの電圧に等しい電圧V_{out}でバイアスされるので，両端の電位が等しくなりまったく電流が流れません．

これによって，長時間の電圧保持が可能になります．一般に，ダイオードのリークは他のリーク要因より2〜3桁大きいので，保持期間も2〜3桁は改善できます．

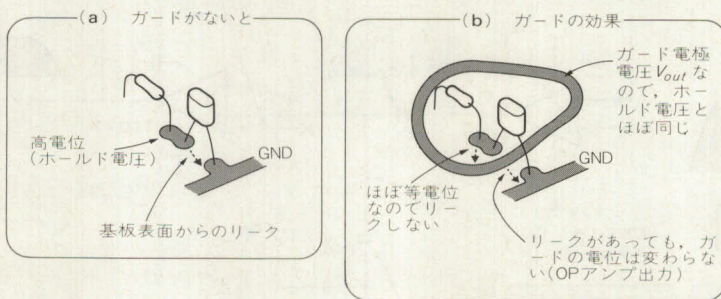
なお，長いホールド時間を得るにはホールド・コンデンサの選択と同時に，プリント基板でのリークを防ぐガード電極を使用するのが有効です(図29)．プリント基板にはリークの少ないガラス・エポキシ基板を使います．

〈宮崎　仁〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

〈図28〉非反転型ピーク・ホールド回路（低リーク）

〈図29〉ガードの働き

この回路では，ダイオードからのリーク電流がほとんどなくなるので，その他のリーク原因に注意が必要．
特に基板表面からのリークを除くのにガード電極が有効．

バイポーラOPアンプとFET OPアンプを組み合わせた

高速ピーク・ホールド回路

LM318 TL081C

図30の回路は高速ピーク・ホールド回路としてよく使用されています．しかしこの回路でも，より高速化を望むならばいくつかの問題点が発生します．高速化するには，まずアクイジション・タイムを下げなければならず，これに直接関係する R_2 や C_H の値を小さくしなければなりません．すると，こんどはリークをより減らさなければならなくなり，A_2 を FET 入力の OP アンプにする必要性がでてきます．しかし，FET 入力で高速な OP アンプというとかなり高価となります．

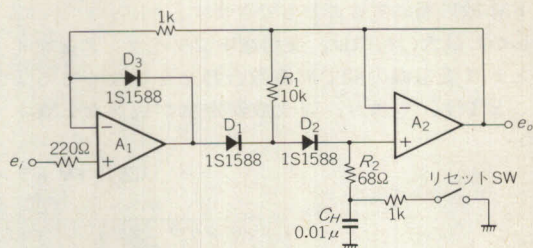
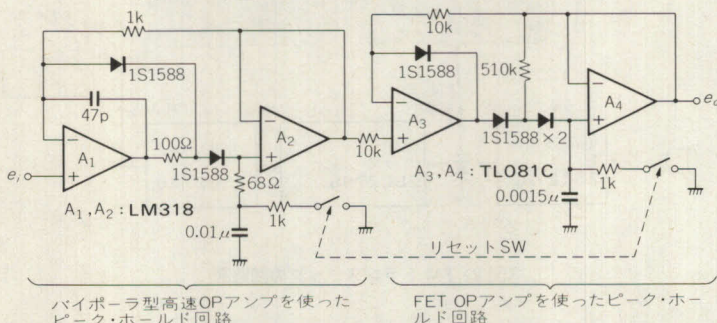
その結果考え出したのが図31の回路です．

この回路は，2組のピーク・ホールド回路からできています．それぞれ第1段，第2段とすると，第1段のピーク・ホールド回路は OP アンプにバイポーラ型の高速のものを使用し，また発振しないよう，A_1 の出力に抵抗を接続してあります．第2段目は第1段目がバイポーラ型の OP アンプを使用しているため，せっかくホールドしたピーク電圧が下がらないうちに，この電圧をホールドするためのものです．したがって，ここで使用する OP アンプはそれほど高速性は要求されませんが，低入力電流のものが望ましいので FET 入力タイプを使用します．

このようにして，より周波数の高い波形をピーク・ホールドするのですが，ここで注意する点は高周波になればなるほど回路の組み立て方が動作に影響すること，とくに発振しないようにするためには，それなりの工夫が必要となります．つぎに，低い波形(振幅の小さな波形)のピーク・ホールドをする場合，OP アンプのセトリング・タイムが影響するということです．セトリング・タイムが長いと，オーバシュートした電圧をホールドしてしまい，何をホールドしているのかわからなくなってしまいます．この点はとくに注意が必要となります．図中の各値(抵抗値など)は最適値ということではありませんので各自，実験的に出してもらいたいと思います．

〈常世田和夫〉

(トランジスタ技術　1986年1月号)

〈図30〉 高速ピーク・ホールド回路

〈図31〉 2段重ねによる超高速ピーク・ホールド回路

第6章　送受信回路

鈴木憲次/針倉好男/加藤隆志/高橋資人/菅原昭治

ミキシング機能の付いた FMトランスミッタ回路

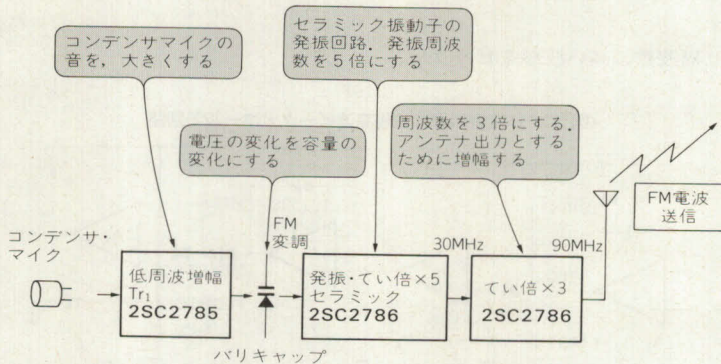
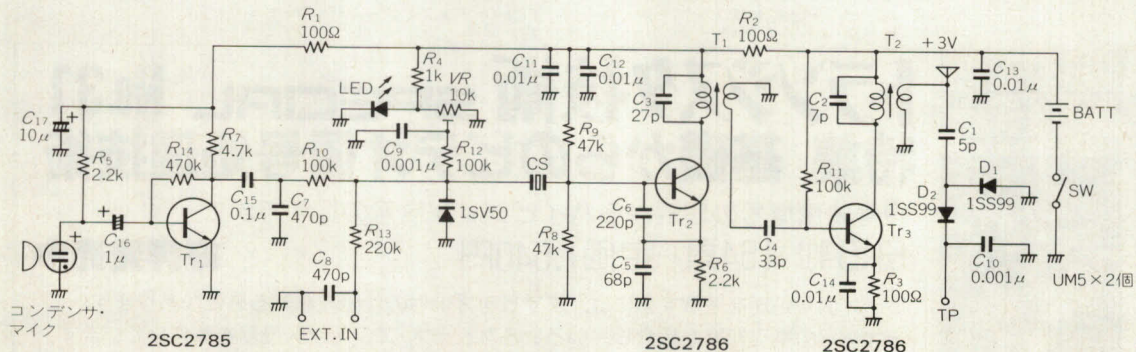
2SC2785　2SC2786　1SV50

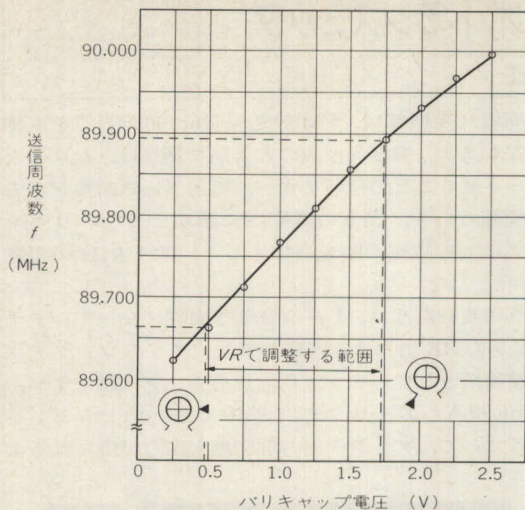
このFMトランスミッタは，微小出力のFM送信機です．FMトランスミッタから発射された電波は，FMラジオで受信することができます．小型にできるのでワイヤレス・マイクにしたり，ミキサを備えたミニFM放送局にすることもできます．

しかし最大の特徴は，使用途中でワイヤレス・マイクとFM受信機の間で周波数合わせをしなくてもよいことです．つまり，周波数安定度が抜群なFMトランスミッタ回路です．

まず送信周波数を90 MHz付近とします．国内のFM放送バンドは76〜90 MHzが割り当てられています．そこでFM放送局の周波数と重ならないようにするために，バンドの端になる89.6〜90.0 MHzにしました．

電源は入りやすい乾電池のなかで，最小の単5型を使いました．2個直列なので，電源電圧は3Vになり

〈図1〉FMトランスミッタのブロック図

〈図2〉FMトランスミッタの回路図

〈図 3〉 バリキャップ電圧と送信周波数の関係

〈図 4〉 電源電圧と送信周波数の関係

ます．電池をニカド電池(例：50 mA，3.6 V タイプ)とすることにより，さらに小型化できます．

周波数変動は常温では±20 kHz 以内とします．このくらいの周波数変動なら，受信機の受信範囲から外れることはありません．

図 1 が FM トランスミッタのブロック図で，**図 2** が回路図です．Tr_1はコンデンサ・マイクの音声信号を低周波増幅します．増幅された音声信号はバリキャップ 1SV50 の働きにより，“電圧変化→容量変化”という変換をします．またバリキャップは発振回路のコンデンサの一部なので，“容量変化→周波数変化”となり，FM 変調波となります．

ところで Tr_2の発振回路は，セラミック発振子による発振回路になっています．セラミック発振回路は *LC* 発振回路にくらべて，周波数変動がグンと小さくなります．

使用したセラミック発振子の発振周波数は 6 MHz です．そこで Tr_2には発振とてい倍の動作をさせて，出力周波数は 6 MHz の 5 倍の 30 MHz を取り出しています．

Tr_3はてい倍と増幅の動作をし，30 MHz の 3 倍の 90 MHz をアンテナから発射します．

▶ バリキャップ電圧と送信周波数の関係

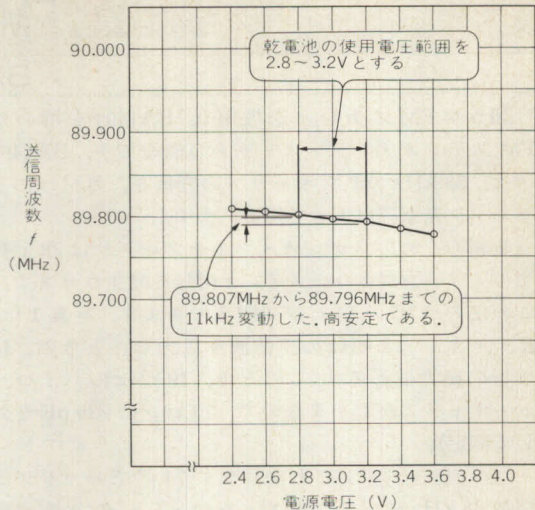



図 3 はバリキャップにかける電圧と，FM トランスミッタの送信周波数の関係です．電圧を 0.25～2.5 V まで変化したところ，送信周波数は 89.626～89.999 MHz になりました．FM 波の中心周波数をこの範囲内に設定することができます．

また低周波信号の電圧レベルが約 1 V_{P-P}のとき，最大周波数偏移が±75 kHz となることがわかります．

▶ 電源電圧変動と送信周波数の関係

図 4 は FM トランスミッタの電源電圧と，送信周波数の関係です．電源電圧を 3 V とし，*VR* を調整して中心周波数を 89.800 MHz にセットします．そして電源電圧を 2.4～3.6 V まで変化したところ，送信周波数は 89.813～89.778 MHz になりました．

乾電池の電圧変化は 1 個あたり 1.4～1.6 V なので 2 個直列では，2.8～3.2 V になります．したがって乾電池電圧の変化による周波数変化は 89.807～89.796 MHz になり，わずか 11 kHz の変動です．受信側である FM ラジオの周波数帯域幅は 150～250 kHz なので，この程度の周波数変動では，受信周波数から外れることはありません．

〈鈴木憲次〉

◆参考文献◆

(1) 鈴木憲次；実験で学ぶ高周波回路，第 4 回，トランジスタ技術，1990 年 8 月号．

(トランジスタ技術　1992 年 4 月号)

専用IC BA1404を用いて ステレオ送信できる

FMステレオ・トランスミッタ

BA1404

図5がFMステレオ送信用IC BA1404を用いたFMステレオ・トランスミッタの構成です．BA1404では，38 kHzのサブキャリアの発振を，外付けのセラミック発振子によって得ています．

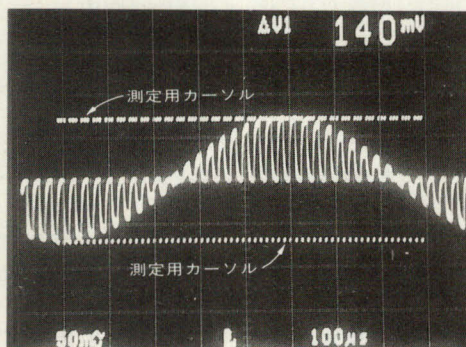
変調のためのステレオ・マルチプレクサは38 kHzでスイッチングされ，ステレオ信号を発生させます．この出力はICの14ピンで観測できます．**写真1**は，Rチャネルに1 kHzの正弦波を入力したときの，14ピンの出力波形です(このとき，19 kHzのパイロット・キャリアがじゃまなので，13ピンの220 pFを外して測定)．

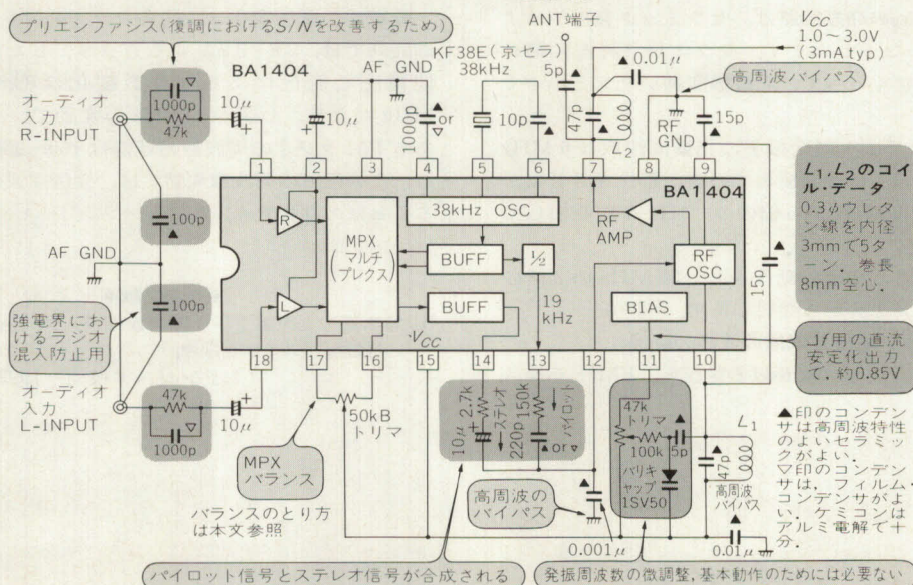
マルチプレクサは，わかりやすくいうとキャリア周波数38 kHzのバランスド・モジュレータ(平衡変調器)です．マルチプレクサのバランス(キャリア・ナル)は，16-17ピン間のボリュームで，14ピンに漏れてくる38 kHzの信号がもっとも小さくなるように調整します．

さて，ステレオ信号と，パイロット・キャリアは合成され，高周波発振部に入力され，変調がかけられます．この合成された信号を複合信号(コンポジット信号)と呼びます．

100 %変調時の12ピンの入力電圧は140 mV_{P-P}でした．パイロット・キャリアの変調度は，図の定数でほぼ10 %になります．

高周波発振部は，FM放送帯(76～90 MHz)を直接発振します．発振周波数の大まかな調整は，L_1を伸び縮みさせることで行いますが，実用上は微調整があると便利なので，**図5**の黒枠内に示すようなバリキャップによる調整回路を追加すると，数十kHzの可変が可能です．

高周波増幅部は，1石の簡単な構成になっています．7ピンのRF出力は，内部トランジスタのコレクタに直接接続されています．L_2は出力タンク回路ですが，50 pFぐらいのトリマと，22 pFぐらいのセラコンを並列にして，アンテナ出力端に最大出力が得られるよ

〈写真1〉 変調出力(14ピン，入力信号，R；1 kHzのみ)

〈図5〉 FMステレオ送信回路

うに，トリマを調整するとよいでしょう．

アンテナ端子はハイ・インピーダンスなので，数十cmのビニール線か，ロッド・アンテナを接続するのが妥当です．終段入力は，V_{CC}＝1.2 V において 0.79 mW でした．

〈針倉好男〉

◆参考文献◆

(1) ローム，BA1404 データシート．

(トランジスタ技術　1985年2月号)

DSB方式により簡単に構成できるトランシーバ回路

SN76514N

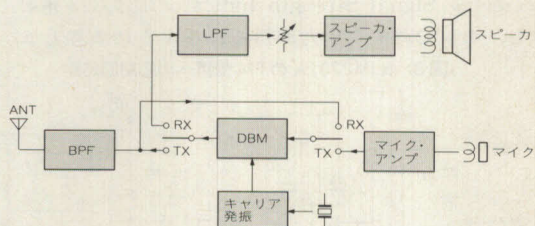
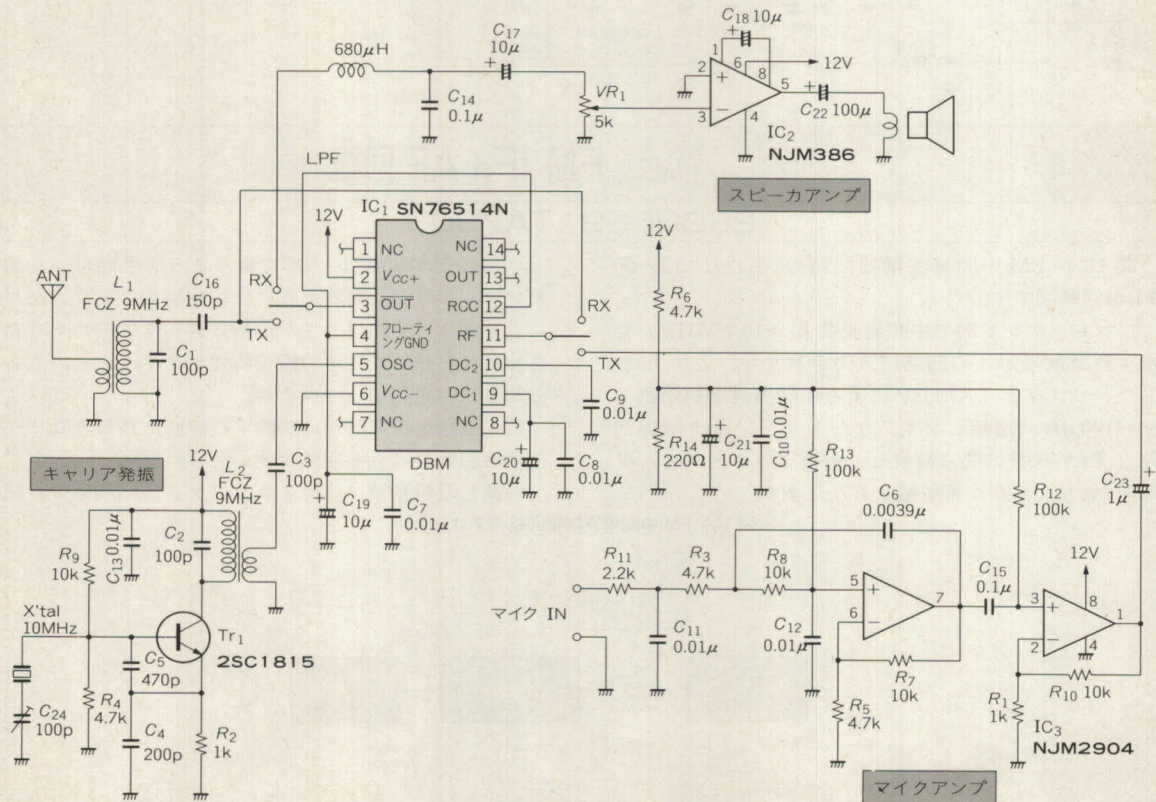
図6にDSB(Double Side Band)トランシーバのブロック図を，図7に回路図を示します．基本的にはキャリア信号発振器とマイク・アンプ，スピーカ・アンプ，それにDBM(Double Blanced Mixer)だけで構成されます．

DSBは変調も復調もDBMを使って同じ操作を行うため，DBMの入力と出力を入れ替えることにより送信と受信を同じ回路で行えます．

そこで，ここではキャリア発振回路を変調用と復調用で共用して，マイク・アンプとスピーカ・アンプを送受信で切り替えて，超簡単にDBMトランシーバを構成しています．

〈加藤隆志〉

(トランジスタ技術　1992年4月号)

〈図6〉簡易DSBトランシーバのブロック図

〈図7〉簡易DSBトランシーバ回路図

優れたRSSI特性が得られる 狭帯域FM IF回路

NJM2232A

図8は狭帯域FM受信機のIF用のアプリケーションを想定した，10.7 MHz IFと外部局発入力の回路です．図8の回路図中にクォドラチャ検波コイルとLOGアンプの段間フィルタ用コイルがあります．

クォドラチャ検波コイル(15番ピン)は復調出力(17番ピン)を，段間フィルタ用コイル(7番ピン)はRSSI (Recieving Signal Strength Indicator)出力(13番ピン)を，それぞれ最高出力が得られるように調整します．

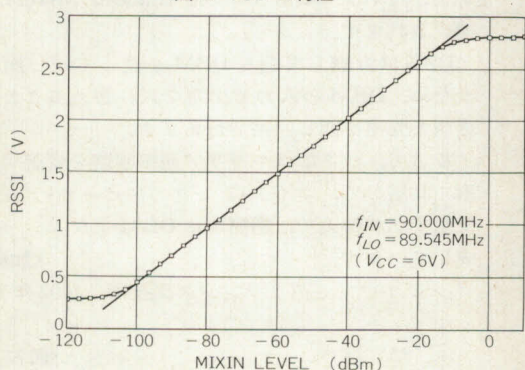
完成した回路のRSSI特性を図9に示します．このような簡単な調整でも90 dBのダイナミック・レンジと良好な直線性を得ることができます．〈高橋資人〉

◆参考文献◆

(1) 鈴木雅臣；新・低周波/高周波回路設計マニュアル，CQ出版㈱．

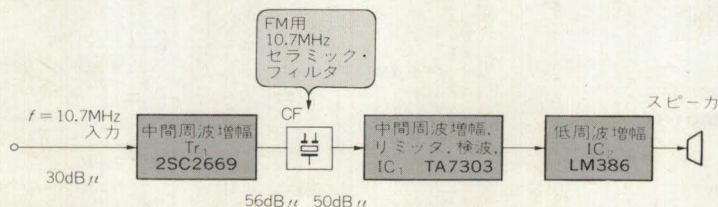
(トランジスタ技術 1991年2月号)

〈図8〉 NJM2232AのFM受信への応用回路例

〈図9〉 RSSIの特性

フロントエンドをつなぐだけでFMラジオになる FM IF+AF回路

2SC2669 TA7303

図10がFM中間周波増幅回路のブロック図，図11が回路図です．

フロントエンド部で中間周波数f_{IF}=10.7 MHzに変換された信号がこの回路に入力されます．このf_{IF}をトランジスタとTA7303Pによる中間周波増幅回路で80～100 dBに増幅します．またトランジスタ増幅回路とTA7303Pの間に接続したセラミック・フィルタCFにより，必要な帯域幅をもたせます．

さらにTA7303Pの内部ではリミッタ回路により信号レベルが等しくなるように振幅制限をします．ただし，リミッタ回路は小さな信号に対して動作しません．これにはトランジスタの飽和特性やダイオードの立ち上がり特性を利用しています．

FM信号を音声信号に変換する検波回路は差動ピーク検波器と呼ばれる回路です．

検波した信号波は，ディエンファシス回路により高

〈図10〉 FM中間周波増幅回路のブロック図

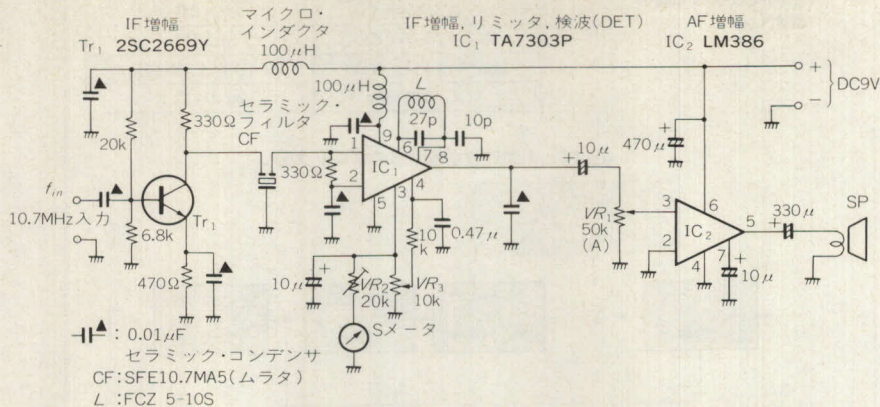
〈図 11〉 FM 中間周波増幅回路の回路図

域を減衰させます．これは，送信側でプリエンファシスと呼ばれる回路で高域を増強してから変調しているので，総合周波数特性をフラットにするためです．さらに，耳障りな雑音は高域に多く分布しているので，雑音を減らし S/N 比の良好な信号にする効果もあります．

表 1 が FM 中間周波増幅回路の設計仕様です．

電源電圧は 9 V とし，入力リミッティング電圧を 30 dBμ にします．これは，FM 回路全体を考えたときフロント・エンド部の利得を 30 dB とすれば，アンテナ入力が 0 dBμ のときに入力信号のリミッティングが行われることに相当します．

また，選択度の目安である周波数帯域幅は 300 kHz (−3 dB) とやや広帯域にしてあります．

検波回路の周波数の上限周波数の f_H は中心周波数の 10.7 MHz に対して +250 kHz に，下限周波数 f_L は −250 kHz とします．

〈鈴木憲次〉

〈表 1〉 FM 中間周波増幅回路の設計仕様

項目		値
電源電圧		9 V
中心周波数		10.7 MHz
入力リミッティング電圧 (−3 dB リミッティング)		30 dBμ
周波数帯域幅	(−3 dB)	300 kHz
	(−20 dB)	800 kHz
検波周波数範囲		中心周波数±250 kHz

◆参考文献◆

(1) 鈴木雅臣；新・低周波/高周波回路設計マニュアル，CQ 出版㈱，1989.

(トランジスタ技術　1991 年 2 月号)

フロントエンドをつなぐだけで AMラジオになる AM IF+AF 回路

2SC2669　1SS99

表 2 はこれから設計，製作する中間周波増幅回路の設計仕様です．中間周波数を 455 kHz，電力利得を 60 dB とします．**図 12** にブロック図を，**図 13** に回路図を示します．

選択度は 9 kHz 離調選択度が問題となります．これは，AM 放送帯では隣接局との周波数の間隔が 9 kHz となっているからです．ここでは 9 kHz 離調選択度を 20 dB 以上にします．

また，AGC によるゲインの可変範囲は 20 dB 以上になるようにします．

設計仕様において電力利得は 60 dB なので 2 段増幅にします．1 段あたりの電力利得は 30 dB になりますが，回路中の損失を補う分も含めて 35 dB にします．

さらに AGC 効果を得るために，利得が大きく変化できるトランジスタを選びます．

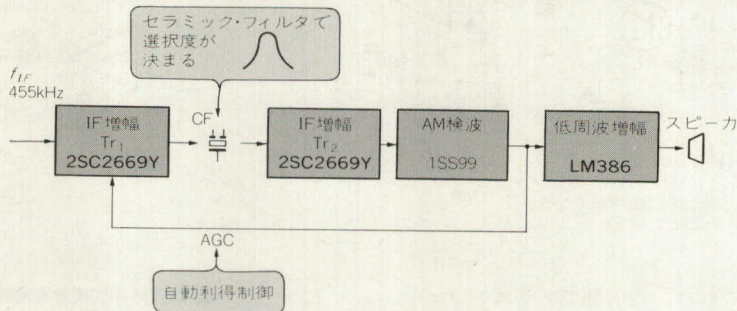
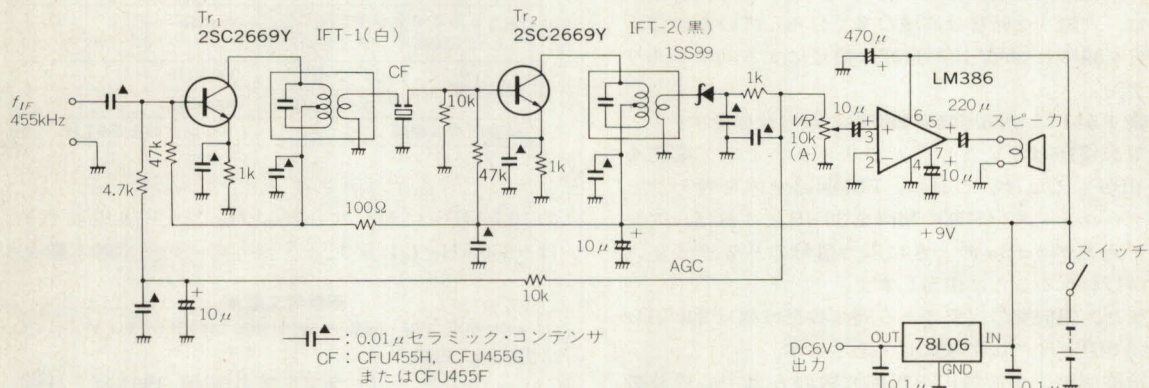
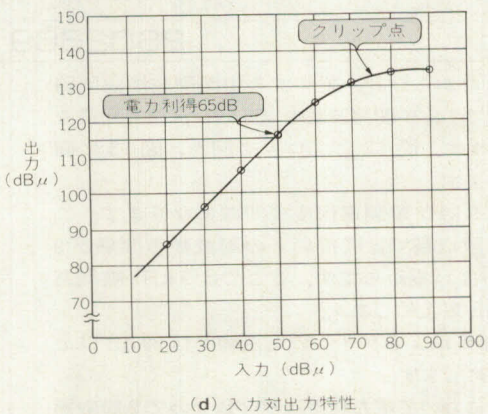
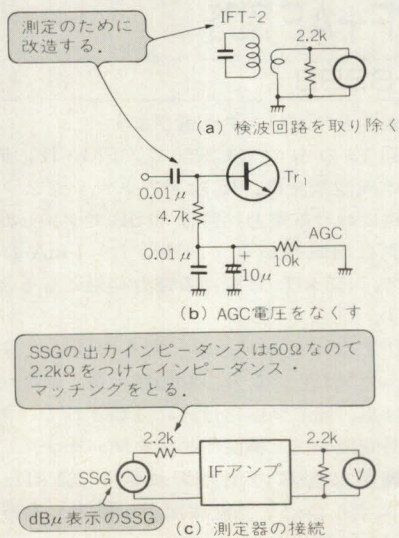
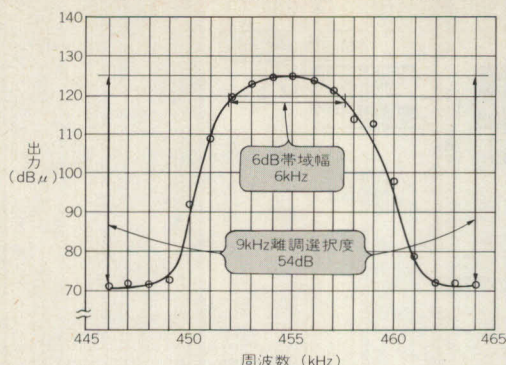
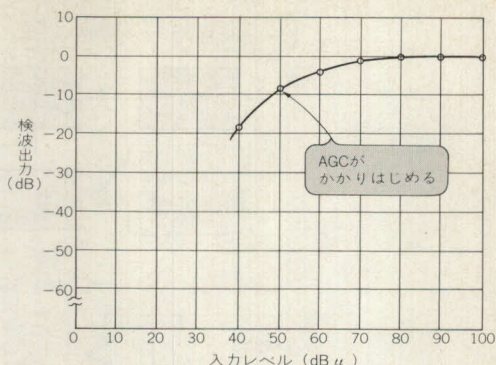
図 13 の中の 2SC2669 は，FM・IF，発振および AM 周波数変換，IF 段用のトランジスタです．測定回路における電力利得は 30 dB です．しかし，このデータは周波数が 10.7 MHz，I_E＝1 mA のときの値なので，455 kHz における電力利得はもっと大きくなります．

IFT はメーカがちがっても特性に大差はありません．コアの色により，初段用は黄，段間用は白，検波用は黒，局部発振用は赤に分類されています．ここでは段間用の白と検波用の黒を使います．

調整は SSG の出力周波数を 455 kHz，変調度を 30 % くらいにして検波出力が最大になるようにコアを回します．

〈表 2〉
中間周波増幅回路の設計仕様

中間周波数	455 kHz
電力利得	60 dB
帯域幅(−6 dB)	6 kHz
選択度(9 kHz 離調)	20 dB 以上(減衰量)
AGC 可変範囲	20 dB 以上

〈図 12〉 中間周波増幅回路のブロック図

〈図 13〉 中間周波増幅回路の回路図

〈図 14〉 中間周波増幅回路の入出力特性を測る

〈図 15〉中間周波増幅回路の選択度特性

〈図 16〉中間周波増幅回路の AGC 特性

SSG が利用できないときは，あとで組み合わせるフロント・エンドを接続してから放送が最大に聞こえるように調整します．

▶ **入出力特性**

中間周波増幅回路の電力利得と出力のクリップ点を測定します．出力は**図 14**(a)のように検波回路を取り除いた回路とし，負荷抵抗を 2.2 kΩ にします．また AGC 回路が動作して利得を制御すると正確な利得測定ができないので，図(b)のように AGC 回路の抵抗 10 kΩ をアースしておきます．

図(c)のように中間周波増幅回路の入力インピーダンスを 2.2 kΩ とし，SSG との間でインピーダンス・マッチングをとるために 2.2 kΩ の抵抗を接続します．このときの SSG の出力レベル表示に対して，中間周波増幅回路の入力レベルは−6 dB 低い値になります．

図(d)は測定した入出力特性です．出力波形をオシロスコープで観測しながら入力レベルを徐々に大きくしていくと，入力レベルが 75 dBμ のところで波形がクリップし始めます．

また，入力レベルが 50 dBμ のときの出力レベルは 115 dBμ なので，電力利得は 65 dB でした．

▶ **選択度特性**

入力レベルを 60 dBμ として周波数を変化させて選択度を測定します．**図 15** に示すように，6 dB 帯値幅(−6 dB の周波数帯域幅)は約 6 kHz でした．これは，セラミック・フィルタ CFU455H2 の特性がそのまま現れています．

また，9 kHz 離調選択度は 54 dB なので，設計仕様を十分満たしています．

▶ **AGC 特性**

AGC 特性は回路図のように検波用ダイオード 1SS99 を接続して AGC 回路が動作するようにし，検波出力の電圧を測定します．

図 16 の特性図は検波出力の最大電圧を 0 dB としたものです．入力レベルが 40 → 100 dB まで変化したとき，出力レベルの変化量は 20 dB でした．したがって，AGC 回路により 40 dB の利得制御が行われていることになります．

〈鈴木憲次〉

◆参考文献◆

(1) 東芝半導体データブック，小信号トランジスタ編．
(トランジスタ技術　1991 年 1 月号)

DBM ICを用いた SSBジェネレータ回路

SN76514N　2SC2786

図 17 が SSB ジェネレータのブロック図，**図 18** が回路図です．

SSB ジェネレータの動作はつぎのようになります．

まず，音声信号を低周波増幅回路 LM358 で増幅し，DBM(Double Balanced Mixer)用 IC の SN76514N に入力します．

また，DSB(Double Side Band)波のキャリアとなる 8.9985 MHz の周波数を水晶振動子で発振させます．DBM 用 IC の SN76514N では，8.9985 MHz をキャリアとして音声信号で平衡変調します．

こうして発生したキャリアが除去された DSB 波から，クリスタル・フィルタでアッパ(上側)サイドバンド(USB)のみを取り出します．

部品レイアウトの注意点は，アース・パターンで各回路ブロックを囲むようにすることです．特に，DBM 用 IC の交流アース(0.01 μF とアース間)は，最

〈図 17〉 SSB ジェネレータのブロック図

〈図 18〉 SSB ジェネレータの回路図

短距離でのアースを心がけます．

各回路ブロックの電源は共通インピーダンスにならないように，L(マイクロインダクタ)や抵抗(470 Ω)で分離して，発振を防ぎます．

また，クリスタル・フィルタはケース・アースになっているので，ケースのねじ止め部分がアース・パターンとうまく接続するように，アース・パターン面をはんだめっきしておきます．

▶ キャリア発振周波数の調整

周波数カウンタをT_1の2次側(T.P.)に接続して，発振周波数が8.9985 MHzになるようにします．

ところで，水晶発振回路の発振周波数は電源ON後，最初の2〜3分は少し変動します．

そこで，調整は電源ON後5分以上経過するのを待ち，発振周波数の変動がおさまってから行います．

T_1の2次側(T.P.)へ高周波電圧計またはオシロスコープを接続し，出力が最大になるようにT_1のコアを調整します．

T_2の調整は，T_2の2次側のSSB出力へ高周波電圧計またはオシロスコープを接続し，AF-INから1000 Hz，10 mV程度の信号を加えたとき，出力が最大になるようにT_2のコアを調整します．

LOCAL OSCレベルの調整ですが，TI社の特性表によると，SN76514NのLOCAL OSC(ピン5)の入力電圧は，250 mV$_{P-P}$が推奨値です．そこで，ピン5の電圧が200〜300 mV$_{P-P}$になるように図18の※のついたコンデンサ20 pFを調整します(電圧が小さいときは大きい値のコンデンサにし，電圧が大きいときは小さい値のコンデンサに替える)．

〈鈴木憲次〉

◆参考文献◆

(1) 日本テキサス・インスツルメンツ㈱：SN76514N データ，リニアサーキット データブック．

（トランジスタ技術　1991年4月号）

専用IC MC2833を用いた 46/49 MHz コードレス・テレホン送信回路

MC2833

モトローラの MC2833 を用いると，46/49 MHz のコードレス・テレホンの送信回路が簡単に作れます．基本回路，ブロック図を図 19 に示します．この回路を用いて動作の説明をしましょう．

マイクからの音声信号はマイク・アンプで増幅され，変調回路に加えられます．マイク・アンプの電圧利得は，

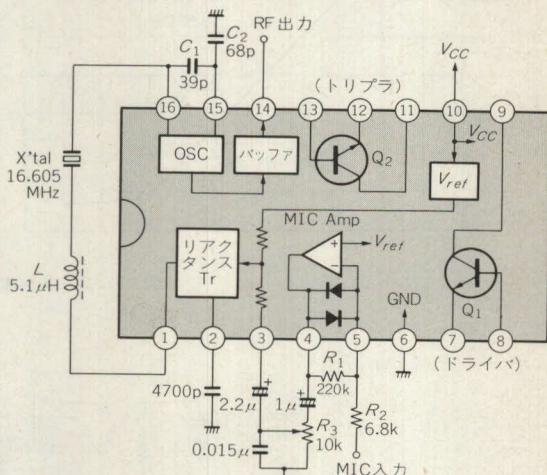
$$A_v = \frac{-R_1}{R_2 + Z_{MIC}}$$

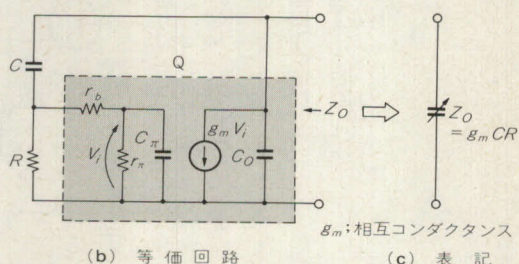
Z_{MIC}；マイクの出力インピーダンス

で決まります．

つぎに，発振部の等価回路を図 20 に示します．基本的にはコルピッツ型ですが，原理上はピアース発振回路とも考えられます．水晶発振子と直列のインダクタンス L は，VCXO の発振条件を補正する目的に用いられ，水晶の発振中心周波数は若干低いほうにシフトします．

また，図中の C_{eq} とあるのはリアクタンス・トランジスタの等価容量で，図 21 にその等価回路を示します．

〈図 19〉 MC2833 の基本回路とブロック図，ピン配置

(a) 基本回路とブロック図

〈図 20〉 MC2833 の VCXO 発振部の等価回路

(a) リアクタンス・トランジスタ

〈図 21〉 リアクタンス・トランジスタ

(b) 等価回路

(c) 表記

す．このトランジスタに加えられる変調信号の大きさで，トランジスタの相互インダクタンスg_mを変化させることで，等価的には可変容量コンデンサを構成し，水晶発振子の発振条件を動かすものです．

〈図22〉MC2833の周波数偏移特性

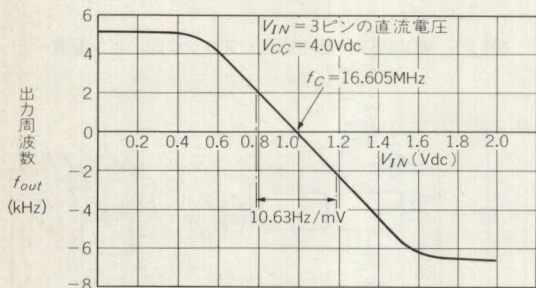



図22は変調入力レベル対発振周波数の変化特性です．変調感度は10 Hz/mV(typ)得られています．ここで3てい倍しますので，RF信号の周波数偏移は3倍となり，所要の値を得ています．

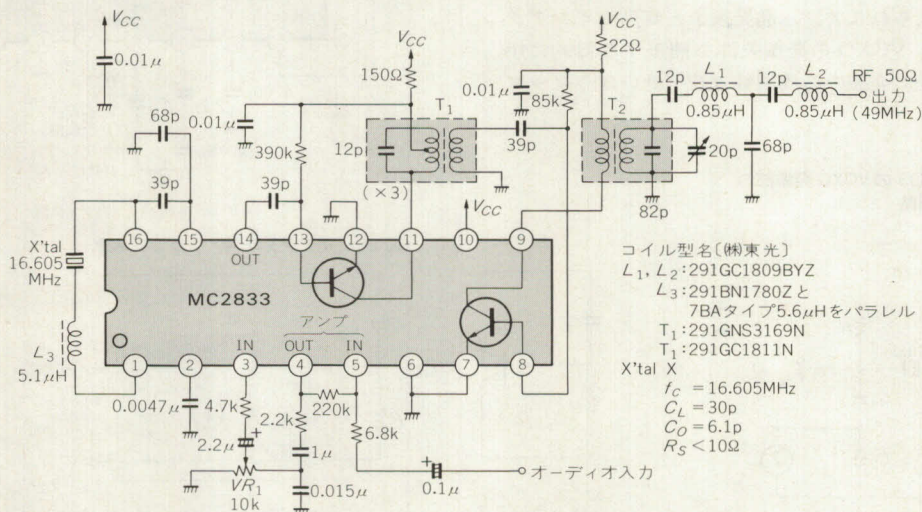
図23は，MC2833の46/49 MHz帯コードレス電話の基本的な応用例です．このICの特徴は，低電圧・低消費電流動作はもちろんですが，やはりICにてい倍用トランジスタとドライブ用トランジスタを搭載していることでしょう．これらトランジスタの遮断周波数f_Tは400 MHzまでのびていますので，いろいろな応用例が考えられます．

〈菅原昭治〉

◆参考文献◆

(1) モトローラ，MC2833データシート．

（トランジスタ技術　1987年10月号）

〈図23〉コードレス電話送信部への応用回路例

PWMを用いて簡単に構成できる

赤外線送受信回路

TA75559

PWM(パルス幅変調)を用いて赤外線をON/OFFし，音声信号を送受信する回路を紹介します．

● 送信回路

電圧をパルスのデューティに変換する回路はたいへん簡単に構成できます．図24に送信部の回路図を示します．よく知られているタイマIC 555に，パワーMOS FETを組み合わせた回路です．

このICは外付けのコンデンサにチャージされる電圧を検出して充放電を繰り返し，パルス波を発振していますが，そのチャージ電圧を検出する内部コンパレータのスレッショルド電圧を，外部から変化させてパルス幅変調をしています．

外付けのCRの定数をいろいろ変えると，周波数やデューティを変えることができます．

555からはTTLレベルの出力が得られますが，電流を最大で200 mAも流すことが可能なため，直接赤外線LEDをドライブすることができます．しかし赤外線LEDはパルス駆動で1 A以上流せるものもあるため，通信の到達距離を伸ばす目的でパワーMOS FETを使用したドライブ回路を使います．

ここではドライブ回路に十分な余裕をもたせて，LEDを複数使用しても耐えられるようにV_{GS}＝0 Vの

〈図24〉PWM変調送信回路

〈図26〉受信回路

ときにドレイン-ソース間の抵抗が無限大で，$V_{GS}>4$ V で 60 A の直流を流せ，しかもオン抵抗が 6.5 mΩ という 2SK1380 を使用しています．

ただし赤外線LEDを定格ギリギリのパルス電流で駆動する場合，デューティに注意する必要があります．デューティによって流せるパルス電流の最大値が違います．もちろん平均のエネルギが小さくなる，デューティの小さいパルスが大電流を流せます．図25でみると，いちばん上のパターンにあたります．

● 受信回路

図26が受信回路です．TS601Aで受光された赤外線によるPWM信号はここで電気信号に変えられます．そのあと IC_1 によるバッファを経て，R_2 と C_3 によるローパス・フィルタで，PWM信号はアナログ信号に戻されます．そしてこのアナログ信号は IC_2 で増幅されてスピーカを駆動します．

〈加藤隆志〉

（トランジスタ技術　1992年4月号）

〈図25〉デューティによって流せる電流が異なる

PWMを用いた リニアリティのよい 赤外線送信回路

NJM2904　555

タイマIC 555は，それ単独で簡単にPMW信号が得られて便利なのですが，抵抗による充放電ではリニアリティが悪く，とくに変調が深くかかったときに問題になります．このため前出の簡易型赤外線送信回路(p.114)では，音質的に改善の余地があることは否定できません．

〈図 27〉低ひずみ型パルス幅変調回路

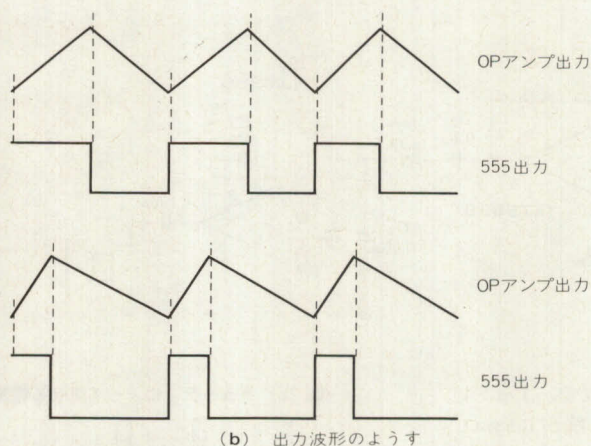
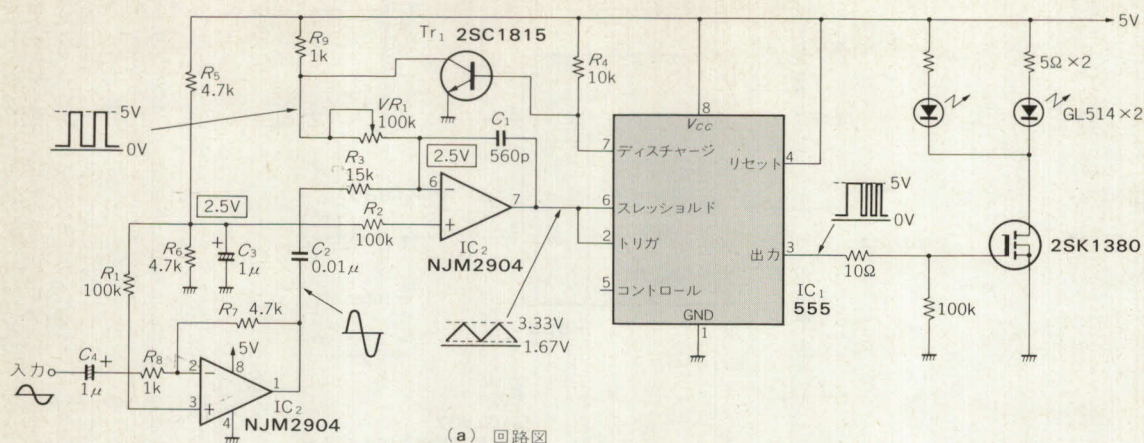
(b) 出力波形のようす

そこで抵抗による充放電をやめて，OP アンプによる積分回路を利用して，リニアリティを改善したのが，図 27 の回路です．

図 27 の回路では OP アンプの入力電圧が 2.5 V になるため，Tr_1がオンしているとき，*VR* から入力される電圧は 0 V なので，コンデンサに定電流充電され出力電圧が直線的に増加していき，スレッショルド電圧を超えるとディスチャージが ON して Tr_1が OFF します．すると OP アンプの *VR* の入力電圧に 5 V が加わり，さっきとは逆向きで同じ大きさの電流がコンデンサに流れて定電流放電され，出力電圧がトリガ電圧を下回るとディスチャージが OFF してこの動作を繰り返します．

音声信号は抵抗を通して OP アンプの入力に流れ込み，コンデンサに充放電されコンデンサに充放電完了時間を変化させます．この回路は流す電流の変化で正確にパルスのデューティを変化させることができるので，音声信号に比例した電流を加えることによってリニアリティのよいパルス幅変調ができます．OP アンプの入力電圧は 2.5 V で一定なので抵抗を通して音声信号電圧を加えればそれに比例した電流信号を入力できます．

この回路は充電時間と放電時間の合計が，変調の深さに関係なく常に一定なため，デューティが変化してもキャリア周波数は常に一定です．

VR の抵抗値を変化させると充放電電流が変化するのでキャリア周波数を可変させることができます．この回路の定数で 30～40 kHz の範囲を可変できます．

〈加藤隆志〉

（トランジスタ技術　1992 年 4 月号）

第7章　スイッチ回路

鈴木雅臣/青木英彦/角田和宏/木目田泰志

高周波に適した ダイオード・スイッチ回路

1S1588　1SS176

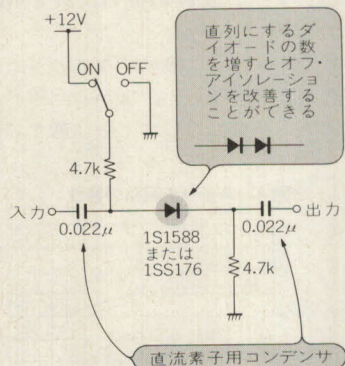
ダイオードは高周波領域におけるオフ・アイソレーションが良好で，スイッチON時の動作抵抗を小さくできるので，スイッチ素子としてビデオ帯域以上の高周波回路に多く利用されています．

図1にもっとも簡単なダイオード・スイッチ回路を示します．この回路は，ダイオードを順バイアスすることによってスイッチがONし，逆バイアスすることによってOFFします．入出力の直流電位はコンデンサで阻止します．このような簡単な回路でも実装方法に注意すれば，数十MHz程度までの周波数帯域でスイッチとして使用することができます．

〈図1〉ダイオード・スイッチ

ダイオード・スイッチでオフ・アイソレーションを悪くする原因は，ダイオードを逆バイアスしたときにPN接合部に生じる障壁容量です．この障壁容量はパッケージの容量も含めて，端子間容量としてデータシートに記載されています．汎用スイッチング・ダイオード1S1588や1SS176(いずれも東芝)などで1〜3pF(at 1MHz)程度です．FETやトランジスタのOFF時の結合容量と比較するとたいへん小さな値ですが，高周波領域ではこのような小さな結合容量でもオフ・アイソレーションを悪化させる原因になります．

図1の回路でダイオードを2本直列にして使用すると，スイッチOFF時には，ダイオードの端子間容量が直列に接続されたことになり，オフ・アイソレーションを6dB程度改善することができます(スイッチON時の動作抵抗は2倍になる)．

〈鈴木雅臣〉

◆参考文献◆

(1) 鈴木茂昭；アナログ・スイッチの使い方，CQ出版㈱.
(2) 矢澤信春；バイポーラアナログスイッチ，電子材料，1982年12月号，工業調査会.

(トランジスタ技術　1986年12月号)

PIN型ダイオードを用いた バンド・スイッチ

1SV99

端子間容量の小さいダイオードとしてはPINダイオードがあります．PINダイオードはPN接合の間に真性半導体層(Ｉ層)を設けたもので，順方向電流を変えることにより容易に動作抵抗を変えることができます．また，端子間容量も小さいことから高周波回路における可変抵抗素子，スイッチなどに使用されます．

たとえば，スイッチ用PINダイオード1SV99(東芝)は1MHzにおける端子間容量が0.3pFとたいへん小さな値になっています．

図2にPINダイオードの使用例として，バンド・スイッチの回路を示します．バンド・スイッチとは高周波トランスのタップを切り替えて，トランスが同調す

〈図2〉PINダイオードを使ったバンド・スイッチ

ることにより，D_1とD_2をON/OFFさせて，トランスのタップを切り替えています．

また，数百MHz～GHz帯の信号を扱うスイッチとして，シールド・ケースに回路を収め，高周波回路用のコネクタ(SMA，SMB，BNC，Nなど)を入出力信号用に装着したものが各社から市販されています(たとえば，YHP33122Aなど)．このようなスイッチを用いれば個別部品の実装に注意することなく，良好な高周波特性を確保することができます．

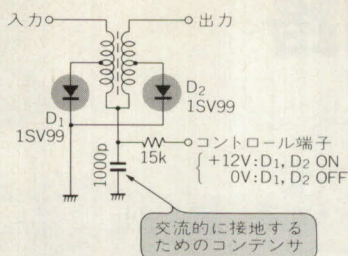
〈鈴木雅臣〉

る周波数帯域(バンド)を切り替えるものです．テレビのUHFとVHFの切り替えや，ラジオのバンド切り替えに多く利用されています．

図2の回路ではコントロール端子の電圧を制御す

◆参考文献◆

(1) 鈴木茂昭；アナログ・スイッチの使い方，CQ出版㈱．
(2) 矢澤信春；バイポーラアナログスイッチ，電子材料，1982年12月号，工業調査会．

(トランジスタ技術　1986年12月号)

PIN型ダイオードを用いた 高周波スイッチ回路

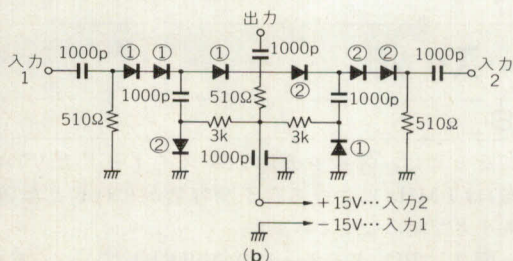
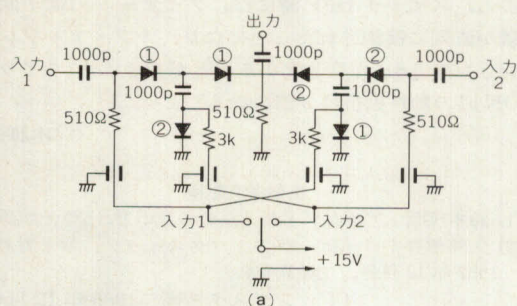
1SV77

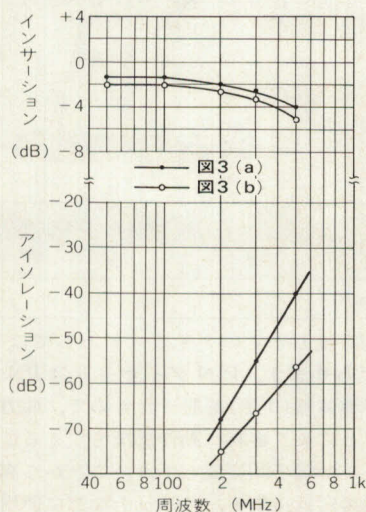
PINダイオードは高周波に対しては純抵抗と同じように働き，その抵抗値は順方向電流に反比例するという性質があります．この性質を使うと，PINダイオードを使った高周波の切り替えスイッチや，アッテネータを作ることができます．

PINダイオードをスイッチに用いた例を図3に，その特性を図4に示します．また，ここに用いたPINダイオード1SV77のr_d-I_F特性を図5に示します．

スイッチによるDC電圧の切り替えのみで二つの入力を切り替えることができ，周波数200 MHzでのインサーション・ロスが約3 dB，アイソレーションは60 dB以上とれます．周波数範囲は，数十MHz～500 MHz程度です．

高周波信号の切り替えに機械的なスイッチを用いる場合，高周波を直接扱うため，ほかの回路への影響などで特性の低下や発振に対して十分注意する必要があ

〈図3〉[1] PINダイオード1SV77を用いたスイッチ回路

①…入力1が出力されるときONになるダイオード
②…入力2が出力されるときONになるダイオード

〈図4〉スイッチ回路の特性

ります．これに対して，PINダイオードをスイッチに用いると，直接扱うのは直流なのでその点の心配はなくなります．

このような高周波電子スイッチは，ビデオとTVの切り替えや，TVアンテナとパソコンのディスプレイの切り替えなどに使用できます．

〈青木英彦〉

◆引用文献◆

(1) 松本敏己；新構造・低コストPINダイオード1SV77，電子展望，1980年2月号，pp.41-44.

（トランジスタ技術　1985年6月号）

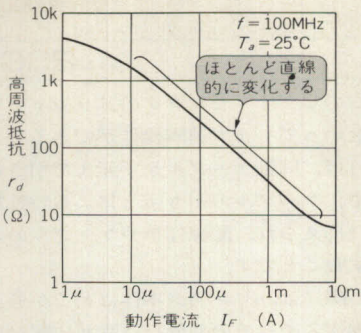
〈図5〉 r_d-I_F特性

ダイオードを用いた FMバンド・スイッチ

図6にダイオード・スイッチの具体的な使用例として，FMチューナの帯域切り替え回路を示します．

この回路は，ダイオード・スイッチを用いて狭帯域のセラミック・フィルタで構成した帯域制限回路を挿入またはパスさせて，FMチューナの帯域幅(選択度)を変える回路です(帯域幅を狭くし，選択度をよくすることにより混信を防ぐことができる)．

SWをノーマル側にするとD_2とD_3がON，D_1，D_4，D_5がOFFするので，フロントエンドの出力信号は，D_2とD_3を通過して中間周波増幅回路に入力されます．SWをナロー側にすると，D_2，D_3がOFFし，D_1，D_4，D_5がONするので，フロントエンドの出力信号はD_1を通過します．そして，帯域制限回路に入力され，その出力はD_4とD_5を通過し中間周波増幅回路に入力されます．

図6の回路の信号周波数は10.7 MHzですが，さらに高い周波数の信号をダイオードで切り替える場合は，ダイオードの品種の選定と部品の実装方法が重要です．

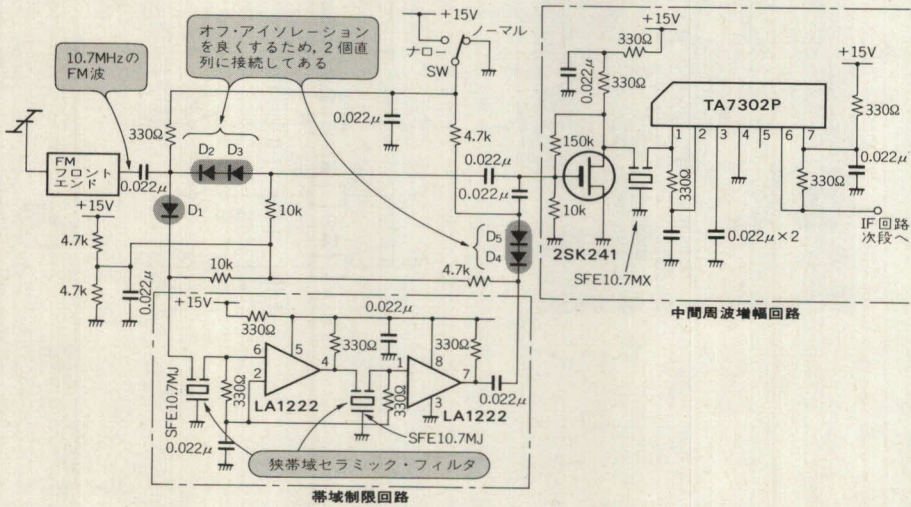
〈鈴木雅臣〉

◆参考文献◆

(1) 鈴木茂昭；アナログ・スイッチの使い方，CQ出版㈱.

(2) 矢澤信春；バイポーラアナログスイッチ，電子材料，1982年12月号，工業調査会.

（トランジスタ技術　1986年12月号）

〈図6〉 FMチューナの帯域幅切り替え回路

リレーを用いた **4入力ビデオ・セレクタ**

2SC1815　NR-HD12V

リレー式のビデオ・セレクタのメリットといえるのは，なんといってもまず遠隔操作ができることです．言い換えれば，同軸ケーブルを手元まで引き込む必要がないため，ケーブルの引き回しによる特性的なロスを最小限に抑えられ，配線作業やケーブルのコストも少なくてすむことです．

使用する際には，セレクタ本体はどこか適当な場所に置き，操作スイッチの部分だけ手元に置けばよく，配線のオバケを見なくてすみます．

図7にリレーを使った装置の例を示します．

ビデオ入力にはエミッタ・フォロワによるバッファを置き，リレー・スイッチをはさんで，出力には6dBの増幅器を備えています．

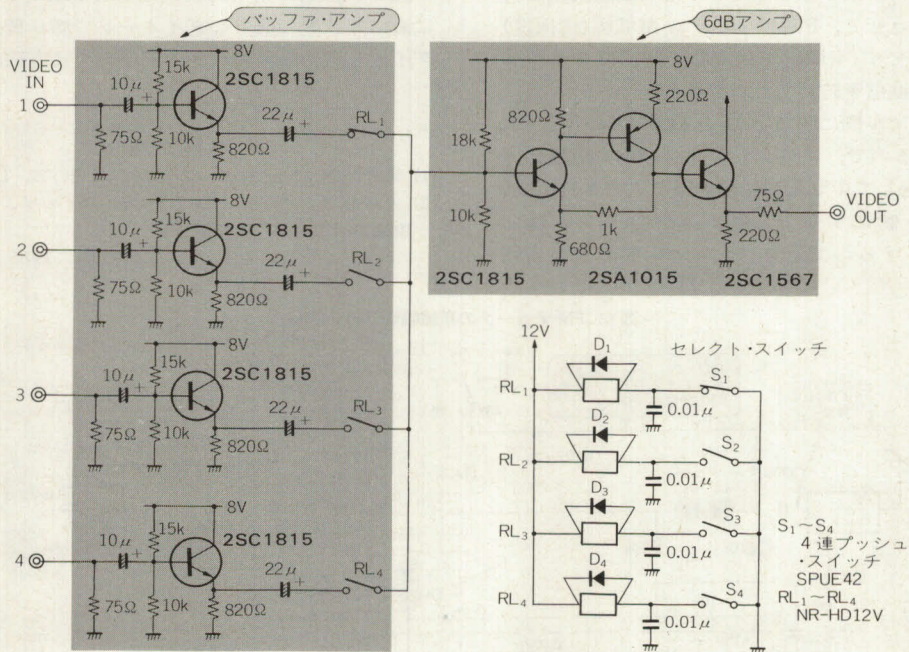
この回路で重要なのは，モニタ映像にいかにノイズが出ないようにするかです．そのために，リレーのコイルにサージ吸収用のダイオードを入れることや，操作スイッチのチャタリング防止のコンデンサを入れるのはいうまでもないことですが，カギを握っているのはリレーそのものの品質でしょう．

ビデオ用としては，通信用の応答速度の速いリレーを使うのが無難です．しかし，ここで使っているのは松下のNRリレーで，一般用ですが，ビデオ切り替えには定評のあるものです．価格はちょっと高めです．

操作スイッチには，ここでもロック・レリーズ式の4連スイッチを使用していますが，性能のよいものを使えば，リレーの特徴を活かして，スイッチングのタイミング・ギャップが小さく，ノイズの少ないセレクタができるでしょう．

〈角田和宏〉

（トランジスタ技術　1989年2月号）

〈図7〉リレーを使ったビデオ・セレクタの回路

4台のモニタを選択できる ビデオ・モニタ・セレクタ

HC4066 CX20095A

一つの入力信号に対してその出力を4端子設けて，そのいずれかに信号を出力するビデオ・モニタ・セレクタの回路図を図8に示します．入力が一つしかないので，異種の信号のクロストークはまったく気にする必要はありません．

ここでは，スイッチング素子として，汎用CMOSアナログ・スイッチが使えます．もちろん，入出力のアイソレーションはよくないのですが，モニタ上に映像として出てしまうほどのとんでもない性能ではないので，安心してよいでしょう．

入力は簡単なエミッタ・フォロワによるバッファとしていますが，出力は専用のビデオ出力IC CX20095A(図9参照)を使っています．全部の機能を使い切っているわけではないのでもったいない気もしますが，6 dBアンプと75 Ωドライバが簡単に構成できます．

回路は簡単でクロストークもさほど気にしないですむので，製作する際も難しさはありませんが，扱う信号が数MHzのビデオ信号ですから，デカップリング・コンデンサだけは十分すぎるほど入れておいたほうがよいと思います．〈角田和宏〉

〈図9〉[1] ビデオ出力アンプ CX20095A(75 Ω ライン用)のブロック図

◆引用文献◆

(1) ソニー，半導体集積回路データブック，ビデオレコーダ 1988.

(トランジスタ技術　1989年2月号)

〈図8〉モニタ・セレクタの回路図

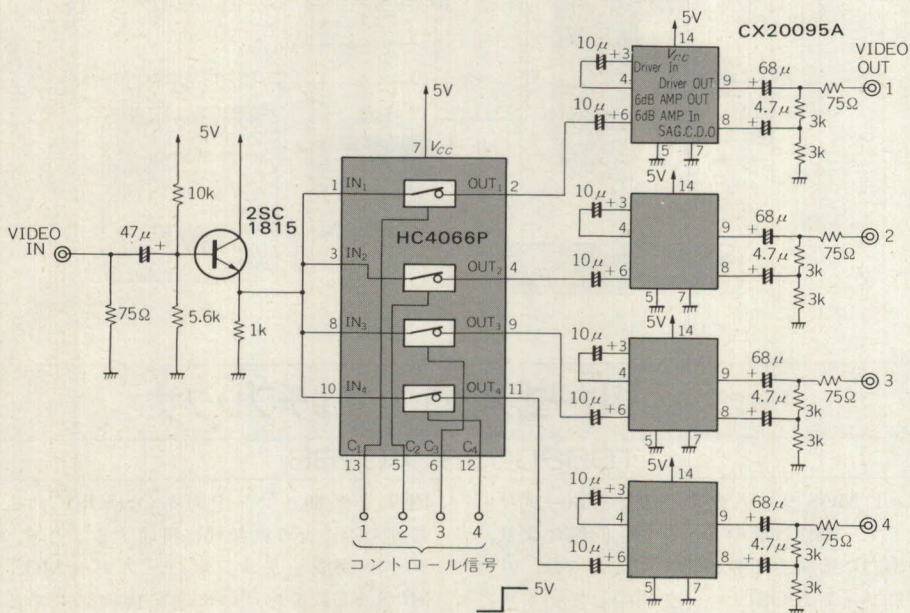
CMOSアナログ・スイッチを用いた アナログ・マルチプレクサ

4051B OP27

図10は，CMOSアナログ・スイッチ式のマルチプレクサによる1〜5V信号選択回路です．

CMOSアナログ・スイッチの特徴は低ノイズで高速であるということです．また，機械的な構造がないため小型で，寿命を気にする必要がありません．

ここでは，8入力アナログ・マルチプレクサ4051Bを使用しています．これは，デバイス・インヒビットを0Vにし，チャネル・セレクト信号により入力を選択すると，入力信号がCOM端子に接続されます．

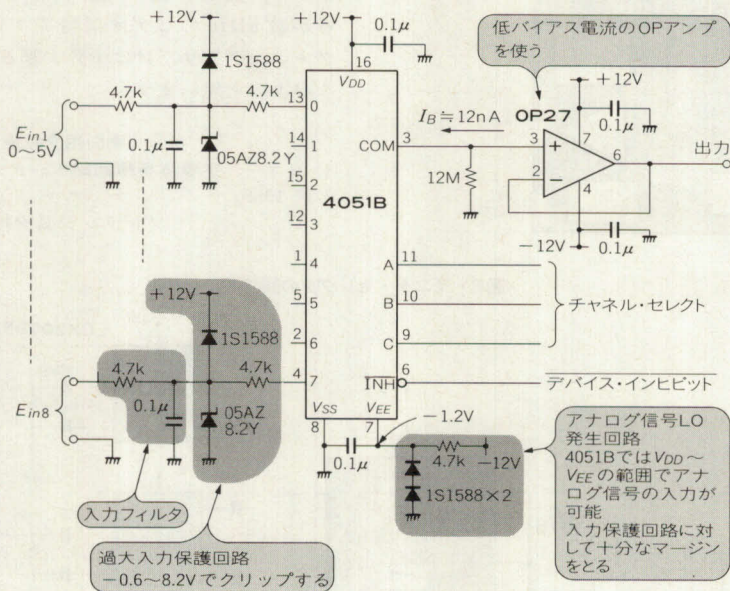
4051Bの入力可能電圧は V_{EE}〜V_{DD}と決められています．入力電圧はこの値を超えないようにしなくてはなりません．ここでは，電源電圧から考えて，−1.2〜12Vの電圧が入力可能なので，ツェナ・ダイオードで−0.6〜8.2Vでリミッタをかけています．また，入力保護抵抗は電流制限用の抵抗です．この抵抗を大きくするとリーク電流やチャネル間のストロークによる誤差が増えるため，数kΩくらいがよいでしょう．

マルチプレクサより出力された信号はバッファ・アンプによりバッファされ，A-Dコンバータやサンプル&ホールド・アンプに出力されます．バッファ・アンプには入力抵抗による誤差を最小に抑えるために，低バイアス電流のものを選択する必要があります．

ここでは，OP27を使用しました．バイアス電流(12nA)×入力抵抗(約10kΩ)＝120μV，0.003%の誤差なので無視できます．

〈木目田泰志〉

（トランジスタ技術　1990年10月号）

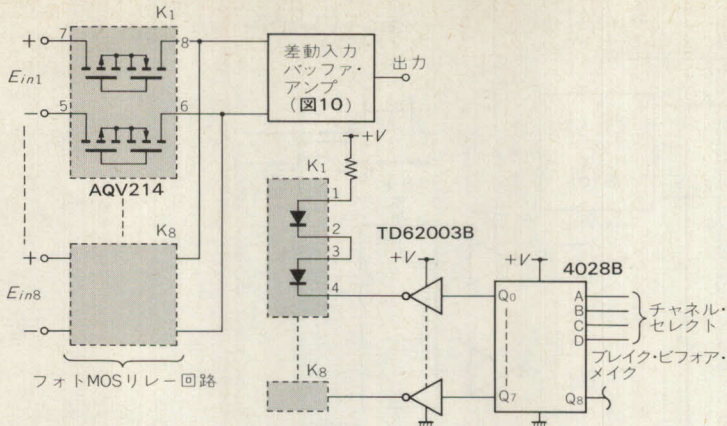
〈図10〉CMOSアナログ・スイッチ式アナログ・マルチプレクサ回路

微小信号に適した リレー式アナログ・マルチプレクサ

TD62003B 4028B

図11はフォトMOSリレーを使用したリレー式マルチプレクサです．動作は簡単で，リレー回路により，希望の入力を出力に接続するものです．ここでは，リレーの代わりにフォトMOSリレーを使用しています．

フォトMOSリレーは，フォト・カプラのようにLEDの光を光電素子で受け，出力側のパワーMOS-FETを振動させ，出力をON/OFFするものです．これを図のように並列に接続することで，マルチプレクサを構成します．また，フォトMOSリレーは，MOS FETをお互いに逆に接続してあるため，正負の電圧の信号がON/OFFできるようになっています．

フォトMOSリレーを使用するうえでの特徴は，微

〈図 11〉 リレー式マルチプレクサ回路の例

小信号の開閉が可能であるということです．メカ式のリレーでは接点での絶縁膜の形成などでオン抵抗が変わってしまうことがあります．また，フォトMOSリレーは接点がないので寿命は半永久的です．誤差の原因となる熱起電力も 1 μV と低いものになっています．

使用上で注意する点は，動作時間と復帰時間が 1 ms(max)と長いことです．これにリレー式マルチプレクサの特徴であるブレーク・ビフォア・メイクの時間をとらなければならないため，チャネル・セレクトに要する時間には気をつける必要があります．

また，フォトMOSリレーは価格が若干高価なため，コスト的には，少し高くなるかもしれません．

〈木目田泰志〉

（トランジスタ技術　1990 年 10 月号）

高い絶縁性が得られる フライング・キャパシタ式アナログ・マルチプレクサ

TD62003B　4028B

図 12 はフライング・キャパシタ式によるマルチプレクサの例です．

フライング・キャパシタは図 13 のように充電，放電を繰り返すことにより，電荷を入力から出力に伝達します．これを並列に接続し，目的の信号の入力を出力につなぐことにより，マルチプレクサを構成しています．本回路では，4028B に選択信号を入力することで，リレーを動作させ，フライング・キャパシタ C_Fをバッファ・アンプに接続します．

この方式のいちばんの特徴は，入出力およびチャネル間絶縁ができるという点と，差動入力に対する切り替えができるという点です．また，入力は逐次 C_Fに蓄えられているため，サンプル&ホールド・アンプなしで，A-D コンバータに接続できるという利点もあります．

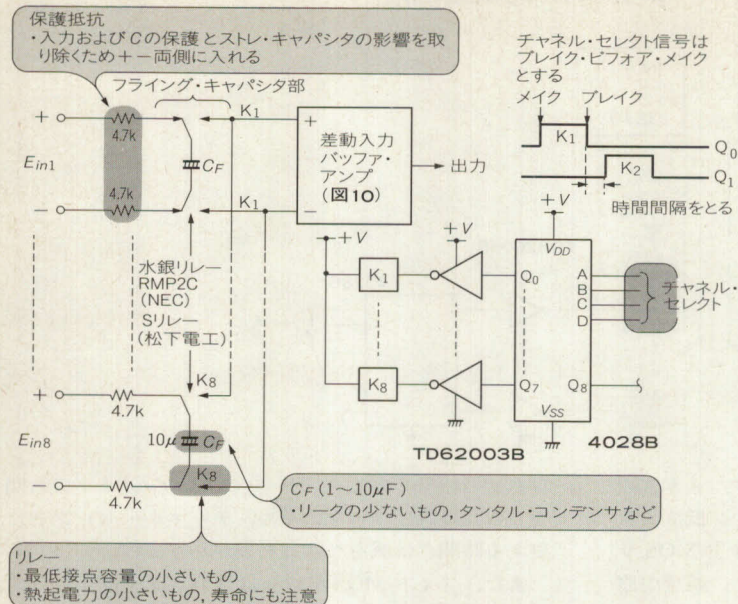
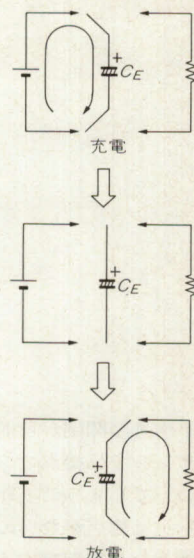
この方式では，精度を得るためにフライング・キャパシタ C_Fやリレーに注意する必要があります．まずフライング・キャパシタは容量が大きく，リークの少ないものが必要です．数 μ〜10 μF 程度のタンタル・コンデンサでよいでしょう．リークが多いとそのままドループ(リークによる電圧変化)として，出力に現れてきます．

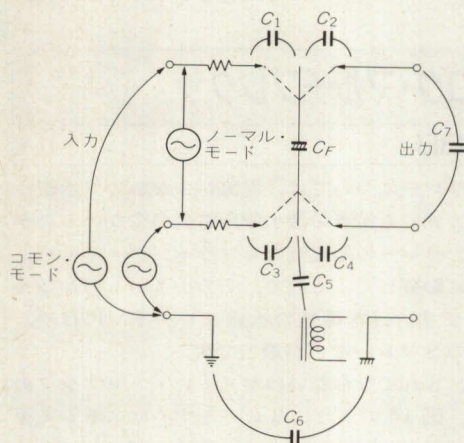
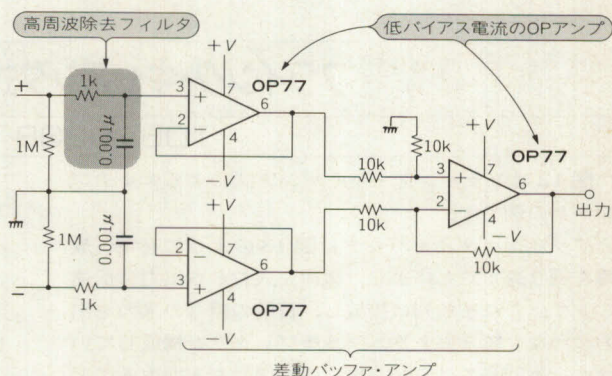
また，リレーについては，電流が少ないので水銀リレーやメカ式でも接点の最小使用電流の少ないものが必要です．リレーの熱起電力もフライング・キャパシタの電荷に影響してくるので，その小さいものが望ましいわけです．日本電気の水銀リレー RMP2C や，松下電工の S リレーなどが適当です．

それと，忘れてならないのがストレ・キャパシタの影響です．図 14 のようにリレーを中心にストレ・キャパシタが発生し，リレーのチャタリングなどでコモン・モード・ノイズがノーマル・モード・ノイズに変換されるおそれがあります．また，入力がオープンになるときにリレーのコイルからのハムが発生します．これは，バッファ・アンプの前に，高周波フィルタを設けることで解決できます．ただし，そのまま誤差になるので注意が必要です．

入力には，保護抵抗(フライング・キャパシタ，および入力回路の保護のため)を設ける必要がありますが，コモン・モードによるストレ・キャパシタの影響を取り除くため，入力の両側にいれてください．

バッファ・アンプのバイアス電流は，そのままフライング・キャパシタの電荷として蓄えられるため，低バイアス電流のものを使用する必要があります．ここ

〈図 12〉 フライング・キャパシタ式アナログ・マルチプレクサ回路

〈図 13〉 フライング・キャパシタの原理

〈図 14〉 フライング・キャパシタとストレ容量の影響

C_1, C_2, C_3, C_4: リレーの接点によるストレ容量
C_5: リレーの起動コイルによるストレ容量
C_6: 入出力間ストレ容量
C_7: 出力容量
・ノーマル・モード・ノイズはリレーのチャタリングがない場合，$C_1 = C_2$, $C_3 = C_4$で打ち消されるが，チャタリングによりC_2, C_4分の電圧降下が起きる．
・コモン・モード・ノイズは$C_1 = C_3$で取り除くことができるが，C_6の容量分はノーマル・モード・ノイズに変換されてしまう．
また保護抵抗は両ラインに入れないと，C_1, C_3によりノーマル・モード・ノイズに変換されてしまう．
・C_5はコイルよりの誘導を表す．これは後段にフィルタを設けることで取り除ける．

〈図 15〉 バッファ・アンプの例

では，図 15 に示すバッファ・アンプを使用しています．

フライング・キャパシタやリレー・マルチプレクサの場合，チャネル・セレクトにも注意しなければなりません．チャネル間の分離を確実にするために，チャネルの接続としゃ断の間に時間間隔をとるブレイク・ビフォア・メイク動作とします．〈木目田泰志〉

（トランジスタ技術　1990 年 10 月号）

TC9145Pを用いた LED点灯機能付きステレオ・ファンクション・スイッチ

TC9145P

ステレオ・アンプの中には，ファンクション・スイッチがフェザ・タッチ式になっていて，LEDで選択しているところを表示するものがあります．このためのICがありますので，それを使って上記のようなファンクション・スイッチを作ってみます．

ここで用いるのはTC9145P(東芝)で，図16のような内部構成になっています．入力$SEL_{1\sim3}$は，通常“L”にしておきますが，選択するときは“H”にします．フリップフロップが入っているので，“H”は維持しておく必要はなく，パルスでもかまいません．

また，多重入力禁止回路がありますので，複数の入力端子を“H”にすると，$SEL_{1\sim3}$の番号の若いほうが優先されます．

フリップフロップの出力は，2回路3接点のアナログ・スイッチと，LEDドライバを選択します．LEDドライバはオープン・ドレインとなっており，15 mA (min)の電流を吸い込むことができます．

実際の回路を図17に示します．非常に簡単な回路構成となっているのは，必要な機能がすべてICに入っているおかげです．また，LEDの電流制限用の抵抗が1本ですんでいるのは，点灯するLEDは常に1個と決まっているからです．選択用のスイッチはパルスを出すだけでよいので，フェザ・タッチのスイッチを使うことができます．

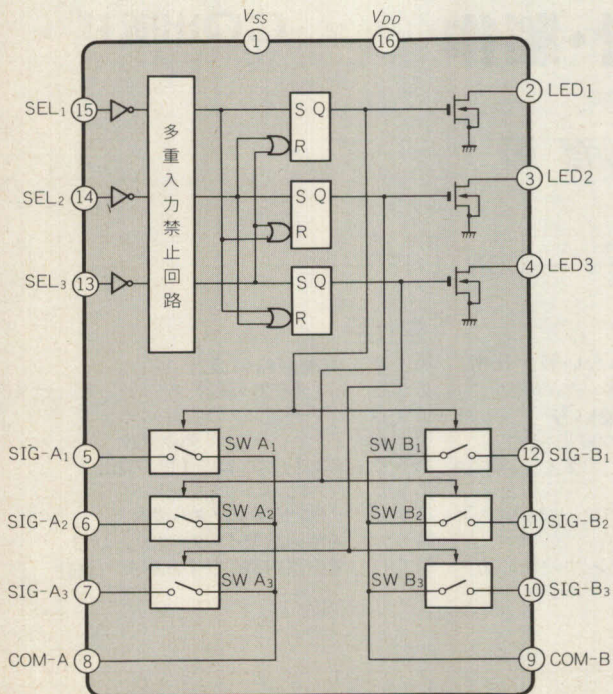
電源ON時の初期選択については何もなされていないので，どれが選択されるかわかりません．イニシャライズが必要な場合は，初期選択する番号のSEL端子とV_{DD}の間にコンデンサを付けておきます．たとえば，1番を選択するのでしたら，15ピンとV_{DD}(16ピン)の間に0.033 μFのコンデンサを入れるようにします．

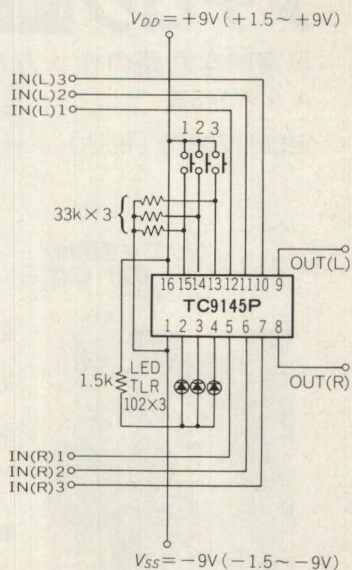
また，前の状態を保持しておくには電源をバックアップしておく必要があり，その場合はLEDをV_{DD}から切り離せば，待機時の電流は1 μA程度になります．

なお，このICの特性として，次段の入力インピーダンスが低くなるとひずみ率が大きくなるという点があります．入力信号が1 V_{rms}，1 kHzの時，次段の入力インピーダンスが100 kΩあればひずみ率は0.003 %以下ですが，10 kΩでは0.01 %，1 kΩでは0.03 %となってしまうので，入力インピーダンスは100 kΩ以上であることが望まれます．〈更科　一〉

◆参考文献◆

(1) 東芝デジタルIC，第2版，1985年3月，pp.182〜192.（トランジスタ技術　1985年7月号別冊付録）

〈図16〉TC9145Pの内部ブロック図

〈図17〉LED表示付きファンクション・スイッチ

TC9130Pを用いた 4ch独立サイイリック・タッチ・スイッチ

TC9130P

手で触れるだけでON/OFFできるというタッチ・スイッチは，FETや汎用CMOSロジックを使用すればー応は実現できますが，専用のICを用いると，より簡単な構成で多機能なものを実現することができます．ここでは，4組の電極があり，そこを手で触れるごとに，それに対応した出力が“L”→“H”→“L”→…と反転するタイプの，サイクリック型タッチ・スイッチを取りあげてみました．

使用したICはTC9130P(東芝)で，上記の機能のほかにチップ・セレクト端子と，各入力に対するディセーブル端子を備えています．また，電源電圧範囲は4～15Vと広いので便利です．

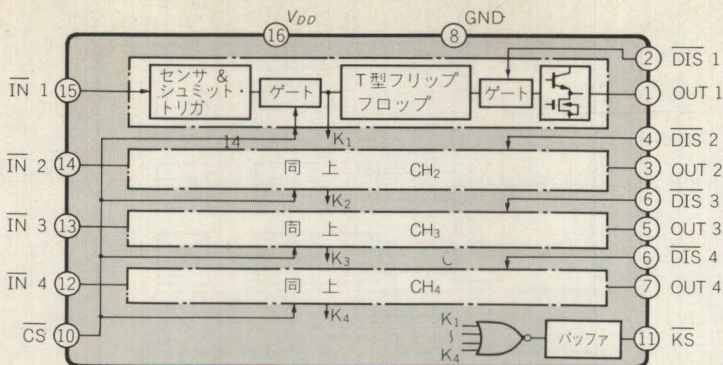
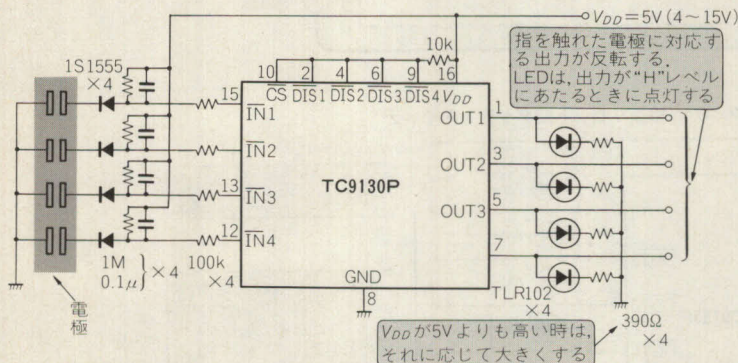
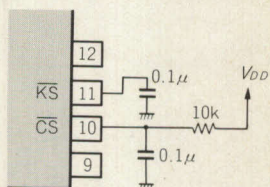
図18にICの内部ブロック図を示します．入力にはチャタリング防止のためのシュミット・トリガがあります．また，出力はエミッタ・フォロワとなっており，出力が“H”のときのソース電流は最大30mAまで可能なので，リレーやLEDの直接ドライブも可能です．

$\overline{\text{IN}}$端子が“H”→“L”になると，それに対応したOUT端子の状態が反転します．$\overline{\text{DIS}}$端子が“L”になると，それに対応したOUT端子は強制的に“L”になりますが，入力は受け付けているので，内部のフリップフロップは入力のあるごとに状態を変えています．

$\overline{\text{CS}}$端子が“L”になると，すべての入力が受け付けられなくなり，内部のフリップフロップはそれまでの状態を保持します．$\overline{\text{KS}}$端子は，$\overline{\text{CS}}$＝“H”で$\overline{\text{IN}}$端子のいずれかが“L”になると，“L”が出力されます．

このICを用いて，4チャネルのサイクリック出力が得られるタッチ・スイッチの回路を図19に示します．ここではLEDも付けて，出力が“H”になっているチャネルのLEDを点灯させています．また，チップ・セレクトとディセーブルは使わないので，V_{DD}にプルアップしておきます．

それぞれの$\overline{\text{IN}}$端子にある100kΩの抵抗はICの入力保護抵抗，1MΩはプルアップ抵抗，0.1μFのコンデンサと1S1555はハムによる誤動作防止用です．

〈図18〉[1] TC9130P の内部ブロック図

〈図19〉 4 ch サイクリック出力タッチ・スイッチ

〈図20〉 イニシャライズの方法

タッチ・センスの方式は，人間の指先の皮膚の抵抗を利用したものです．対 GND とペアになっているタッチ電極に触れると，皮膚の抵抗で IC の $\overline{\text{IN}}$ 端子は "L" になり，これを検出しているわけです．人間の皮膚の抵抗はそのときの環境などでかなり変化しますので，気温・湿度が低いときに誤動作が目立つようでしたら，1 MΩ の抵抗をもっと大きくしてください(最大 10 MΩ)．

このままではパワー ON 直後の出力の状態は不定です．イニシャライズが必要なときは，$\overline{\text{KS}}$，$\overline{\text{CS}}$ 端子を図 20 のように処理すると，パワー ON 直後の出力状態はすべて "L" になります．これは，$\overline{\text{KS}}$，$\overline{\text{CS}}$ 端子を両方同時に "L" にすると，内部のフリップフロップがすべてクリアされるという機能があるためです．

〈更科　一〉

◆引用文献◆

(1) '82 東芝集積回路データブック，音響機器編，pp.654～659.

（トランジスタ技術　1985 年 7 月号別冊付録）

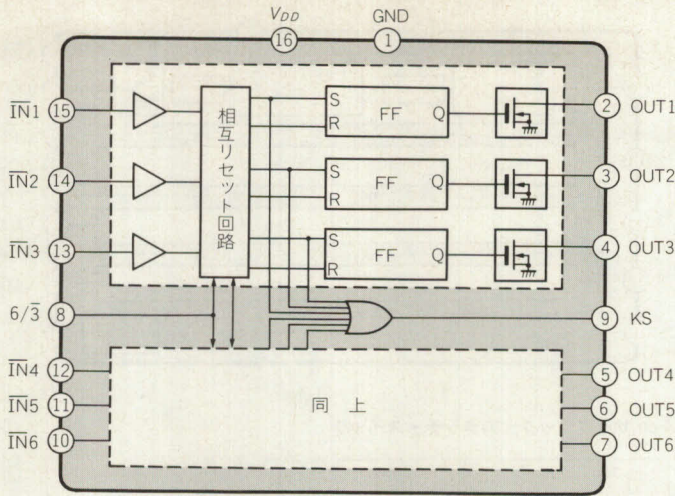
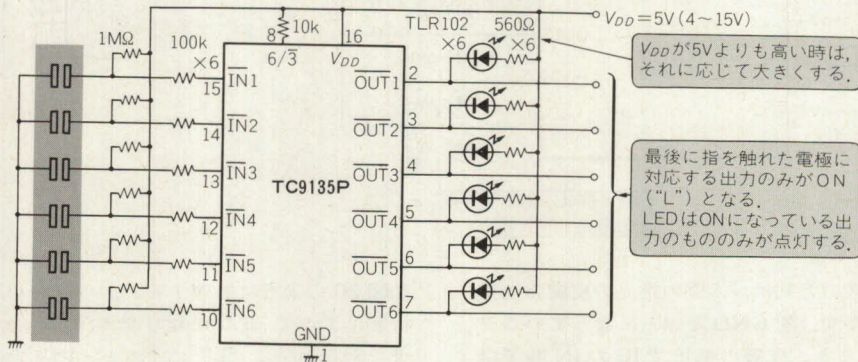
TC9135P を用いた 6ch 相互リセット型タッチ・スイッチ

TC9135P

ここで紹介する回路は 6 チャネル相互のリセット型です．これは，ある一つの入力に信号が入ると，それに対応した出力が ON になり，残りはすべて OFF となるものです．

ここで使った IC は TC9135P(東芝)で，6 チャネル相互リセット型としても，3 チャネル相互リセット型×2 としても使えるものです．電源電圧範囲は，TC9130P と同様に 4～15 V と広くて使いやすくなっています．

図 21 が本 IC の内部ブロック図です．$\overline{\text{IN1}}$～6 端子は通常 "H" にプルアップしておき，いずれかが "L" になると，それに対応した出力が ON になります．出力はオープン・ドレインになっていて，最大 30 mA (V_{DD}=12 V 時)の電流までシンクすることができ

〈図 21〉(1) TC9135P の内部ブロック図

〈図 22〉 6 ch 相互リセット型タッチ・スイッチ

ます．

$6/\overline{3}$端子は，これが "H" になっているとICは6チャネルの相互リセット型スイッチとして働き，"L" になっていると3チャネル×2の相互リセット型スイッチとして働きます．KS端子は，$\overline{\mathrm{IN}}$端子のいずれかが "L" になっているときのみ "H" となります．TC9130PとTC9135Pでは，出力型式やKS端子の論理が異なるので注意してください．

図22に6チャネル相互リセット型タッチ・スイッチの回路図を示します．さきほどと同様，ここでもLEDを付けてみました．LEDは，最後に "L" になった$\overline{\mathrm{IN}}$端子に対応する1回だけが点灯します．

$6/\overline{3}$端子は，6チャネルということで，V_{DD}にプルアップしておきます．また$\overline{\mathrm{IN}}$端子の100 kΩはICの入力保護抵抗，1 MΩはプルアップ用抵抗です．

なお，パワーON時にはどの出力が選択されるか不定ですが，イニシャライズが必要な場合は，選択する$\overline{\mathrm{IN}}$端子とGNDの間に1000 pF程度を入れておけばよいでしょう．

なお3チャネル相互リセット型スイッチ×2とするときは，$6/\overline{3}$端子をGNDに落とします．このときは，$\overline{\mathrm{IN}}$1～3，$\overline{\mathrm{IN}}$4～6の2組に分かれます． 〈更科 一〉

◆引用文献◆

(1) '82東芝集積回路データブック， 音響機器編，pp.696～700.

(トランジスタ技術 1985年7月号別冊付録)

第8章 A-D, D-A変換回路

里中新一/小田靖/中村誠/田中恭治/高浪五男/鈴木隆

マイコンとインターフェースした二重積分型A-Dコンバータ

8253 μPD5200

図1はマイコンを使うことを前提に回路を簡単にした二重積分型A-Dコンバータの回路です．

この回路では，マイコン周辺LSIのタイマ8253の1チャネルを使ってOUT端子でスイッチの制御をし，GATEでカウントを制御して変換値の計数を行っています．

8253をリセットするとOUTは“H”になり，S_1がOFF，S_2がONになります．そこで，積分器は基準電圧を積分して出力が上昇しますが，積分器にはダイオードによるクランプ回路が付いているので，積分器出力V_1は+1V程度になり，コンパレータ出力は“L”で，カウンタは停止しています(図2)．

8253をモード0に設定し，カウント値を書き込むと，OUT端子は“L”となり，スイッチが切り替わって積分器には入力信号が加わるようになり，V_1は減少し始めます．もともとV_1は約+1V程度でしたが，やがて0Vを横切りコンパレータ出力は“H”となりカウンタが計数を開始します．

8253のカウンタはダウン・カウンタで，カウントがゼロになると(すなわち，あらかじめ設定した一定時間が経過すると)OUTが“H”になり，ふたたびスイッチを切り替えます．

この時間から積分器は基準電圧の積分をするようになって，カウンタはゼロからのダウン・カウントを始めます．

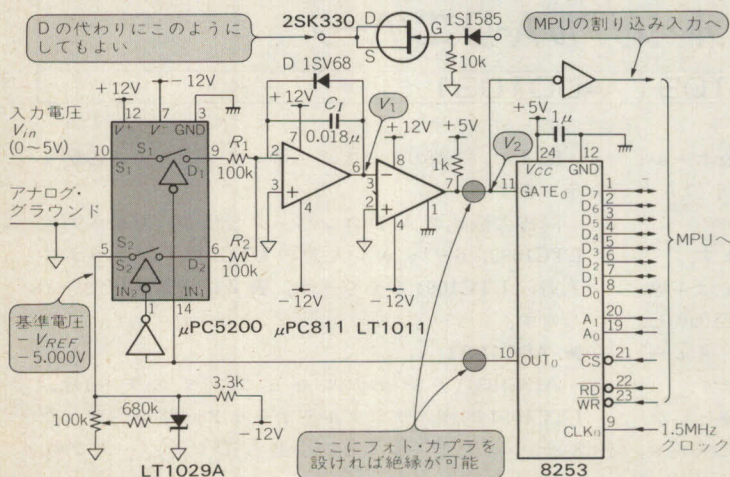
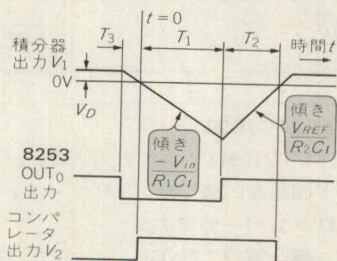
やがて積分器の出力が0Vになると，コンパレータ出力が“L”になり，8253のGATEを“L”にしてカウントを停止させると同時に，マイコンに割り込み信号を送ります．

マイコンから8253の計数値を読み出せばゼロからのダウン・カウント値が得られるので，その補数をとればA-D変換値が得られます．　〈里中新一〉

◆引用文献◆

(1) 宮下節夫；8253を応用したA-Dコンバータ，トランジスタ技術，1990年1月号．

(トランジスタ技術　1992年10月号)

〈図1〉(1) 8253を使った二重積分型A-Dコンバータ

〈図2〉(1) 各部の動作波形

簡単にデータ収集システムが構成できる 積分型シリアル A-D コンバータ

MAX132

MAX132(マキシム)は，シリアル入力と出力を備えた，積分型のA-Dコンバータです．

通常，シリアル出力でデータをマイコンに転送するわけですが，それに加えて，マイコンからシリアル伝送路を介してこのICの4本の出力(PG_0～PG_3)をコントロールすることができます．

この出力を使うことにより，**図3**のように，シリアル・インターフェースだけで外部のアナログ・マルチプレクサ(MAX328)を操作したり，プログラマブル・ゲイン・アンプを設けてゲインをリモート・コントロールすることができます．

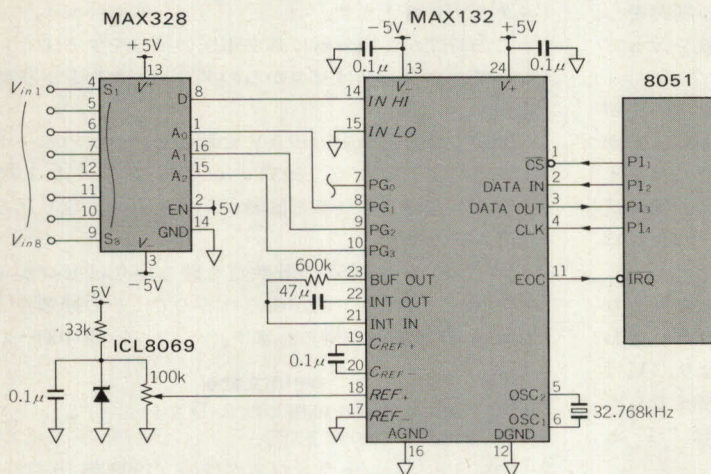
このようにすれば，シリアル伝送による完全に独立したデータ収集システムを，1チップで構成することができます．ここでは，8051のシリアル・ポートを利用してデータの受け渡しを行っています．

また，MAX132は消費電力を抑えるためマイコンからのコマンドによりスタンバイ状態にすることができます．これで，スタンバイ時には消費電流を5μAまでに減らすことができますから，低速のデータ収集システムなどに最適です．**表1**にMAX132の電気的特性を示します．

〈小田 靖〉

◆参考文献◆

(1) Maxim 1992 New Releases Data Book.
(トランジスタ技術 1992年10月号)

〈図3〉積分型A-DコンバータMAX132の使い方

〈表1〉MAX132の電気的特性

型　名	MAX132
変換方式	積分型
分解能	16ビット
変換時間	5 ms
入力レンジ	−5～+5 V
電源	+5, −5 V
基準電源	外付け
CPUインターフェース	シリアル

8ピンIC 1個でできる 10ビット・シリアル A-D コンバータ

LTC1091 ADC1031

▶ **LTC1091**

LTC1091(リニアテクノロジー)はサンプル&ホールド回路を内蔵した，8ピン・パッケージ入りの小型A-Dコンバータです．

単一電源で動作し，二つの入力をもっています．

マイコンとのインターフェースは3線もしくは4線のシリアル・インターフェースを使って，LTC1090と同様にほとんどのCPUのシリアル・インターフェースやパラレル・ポートと接続することができます．

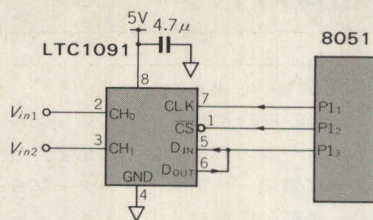
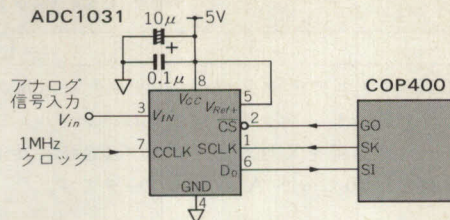
とくに実装面積が少なく，外付け部品も必要としないため，10ビットのA-Dコンバータを簡単に構成することができます．

図4に，3線のシリアル・インターフェースの例を示します．

同様の機能のA-Dコンバータとして，差動入力のLTC1092，6チャネル入力のLTC1093，8チャネル入力のLTC1094があります．**表2**に電気的特性を示します．

▶ **ADC1031**

ADC1031(ナショナルセミコンダクター)は，LTC1091同様，サンプル&ホールド回路を内蔵した8ピン・パッケージ入りの小型A-Dコンバータです．

〈図 4〉 8 ビット小型 10 ビット A-D コンバータ LTC1091 の使い方

〈図 5〉 8 ピン小型 10 ビット A-D コンバータ ADC1031 の使い方

〈表 2〉[1] TLC1091 の電気的特性

記　号	パラメータ	テスト条件	min	typ	max	単　位
V_{CC}	電源電圧		4.5		10	V
t_{SMPL}	アナログ入力サンプル時間			1.5		クロック・サイクル
t_{CONV}	変換時間			10		クロック・サイクル
V_{IH}	入力“H”電圧	$V_{CC}=5.25$ V	2.0			V
V_{IL}	入力“L”電圧	$V_{CC}=4.75$ V			0.8	V
I_{IH}	入力“H”電流	$V_{IN}=V_{CC}$			2.5	μA
I_{IL}	入力“L”電流	$V_{IN}=0$ V			−2.5	μA
V_{OH}	出力“H”電圧	$V_{CC}=4.75$ V, $I_O=10$ μA $I_O=360$ μA	 2.4	4.7 4.0		V V
V_{OL}	出力“L”電圧	$V_{CC}=4.75$ V, $I_O=1.6$ mA			0.4	V
I_{REF}	リファレンス電流	$V_{REF}=5$ V		0.5	1.0	mA
	オフセット誤差				±0.5	LSB
	リニアリティ誤差				±0.5	LSB
	フルスケール誤差				±0.5	LSB

単一電源で動作し，マイコンとのインターフェースは三つの端子で行います．**図 5** はマイクロワイヤに接続した例です．

ADC1031 は変換用クロックを外部から与えることができるため，変換速度を外部から設定できます．また，外部からシリアル・ポートを介しての設定は行わないので，データ入力のための端子はありません．

同様の機能で 4 チャネル入力の ADC1034，8 チャネル入力の ADC1038 があります．**表 3** に電気的特性を示します．

〈小田　靖〉

〈表 3〉 ADC1031 の電気的特性

型　名	ADC1031
変換方式	逐次比較型
分解能	10 ビット
変換時間	13.7 μs
直線性	±1/2LSB
誤差	±1/2LSB
入力レンジ	0〜5 V
電源	+5 V
サンプル&ホールド	内蔵
基準電源	外付け
CPU インターフェース	シリアル

◆参考・引用*文献◆

(1)*1990 Linear Databook，リニアテクノロジー．
(2) リニア IC データブック 1991，ナショナルセミコンダクター．

（トランジスタ技術　1992 年 10 月号）

4/8ch入力が可能な 10ビット・シリアルA-Dコンバータ

LTC1090

LTC1090(リニアテクノロジー)は4チャネルの差動アナログ信号もしくは8チャネルのシングル・エンドのアナログ信号を入力でき，サンプル&ホールド回路を内蔵した10ビットA-Dコンバータです．

〈図6〉ワンチップ・データ収集システムLTC1090の使い方

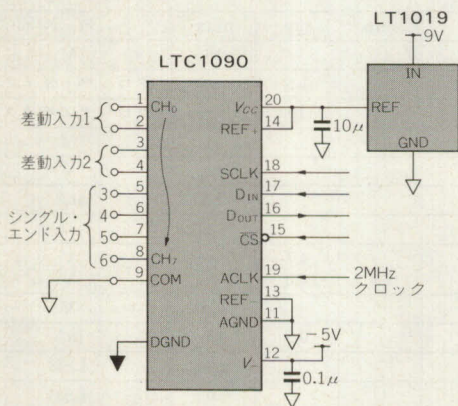



図6に使用例を示します．

これは，2組の差動入力と4組のシングル・エンド入力を行うシステムの例を示しています．

同期型の全二重のシリアル・インターフェースを内蔵しており，各種の標準シリアル・インターフェースに接続可能です．

図7にマイクロワイヤ(ナショナルセミコンダクター社のマイコンが用いるシリアル・インターフェース)，SPI，SCI(シリアル・コミュニケーション・インターフェース)，パラレル・インターフェースに接続した例を示します．

LTC1090は，シリアル・インターフェースを介して，マルチプレクサの選択や，データのビット長，データ転送方向などを指定することができます．これにより，簡単に10ビット分解能データ収集システムを構成することができます．表4に電気的特性を示します．

〈小田 靖〉

◆引用文献◆

(1) 1990 Linear Databook，リニアテクノロジー．

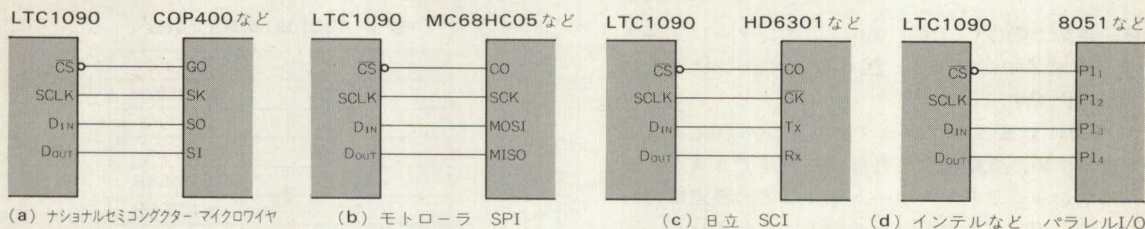
(トランジスタ技術 1992年10月号)

〈図7〉LTC1090と各種マイコンとのインターフェース方法

(a) ナショナルセミコングクター マイクロワイヤ

(b) モトローラ SPI

(c) 日立 SCI

(d) インテルなど パラレルI/O

〈表4〉[1] LTC1090の電気的特性

記号	パラメータ	テスト条件	min	typ	max	単位
V_{CC}	電源電圧	V^-=0V	4.5		10	V
	オフセット誤差				±0.5	LSB
	リニアリティ誤差				±0.5	LSB
	ゲイン誤差				±2.0	LSB
V_{IH}	入力"H"電圧	V_{CC}=5.25V	2.0			V
V_{IL}	入力"L"電圧	V_{CC}=4.75V			0.8	V
I_{IH}	入力"H"電流	V_{IN}=V_{CC}			2.5	μA
I_{IL}	入力"L"電流	V_{IN}=0V			−2.5	μA
V_{OH}	出力"H"電圧	V_{CC}=4.75V，I_O=10μA I_O=360μA	 2.4	4.7 4.0		V V
V_{OL}	出力"L"電圧	V_{CC}=4.75V， I_O=1.6mA			0.4	V
I_{SOURCE}	出力ソース電流	V_{OUT}=0V		−10		mA
I_{SINK}	出力シンク電流	V_{OUT}=V_{CC}		10		mA
I_{REF}	リファレンス電流	V_{REF}=5V		0.5	1.0	mA

AD574/674の上位互換の 汎用 12ビットパラレル A-D コンバータ

AD674B

AD674B(アナログ・デバイセズ)は，業界標準として広く使われているAD574，AD674の上位互換品です．

内部クロック，リファレンスを内蔵しており，入力レンジが広く，各種アナログ入力システムを構成するのに適しています．

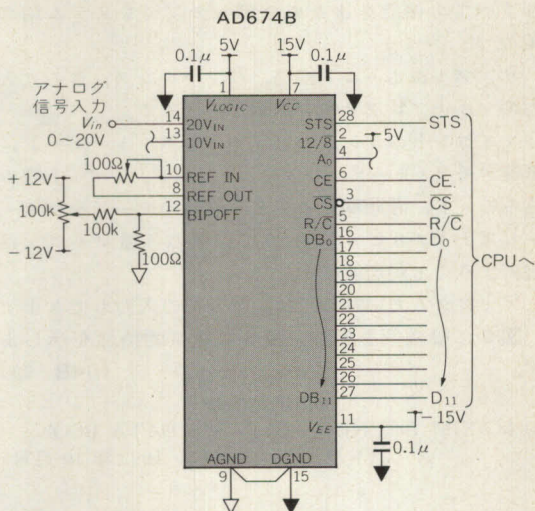
図8に使用例を示します．ここでは12ビット(16ビット)のバスに出力していますが，8+4で8ビットのバスから読み込むこともできます．

表5に電気的特性を示します． **〈小田　靖〉**

◆引用文献◆

(1) アナログ・デバイセズ データブック，1990/1991.

(トランジスタ技術　1992年10月号)

〈図8〉 汎用12ビットA-DコンバータAD674Bの使い方

〈表5〉[1] AD674Bの電気的特性

パラメータ			min	typ	max	単位
直線性誤差					±1	LSB
フルスケール校正誤差(+25℃)				0.1	0.25	FSの%
温度範囲			0		+70	℃
電源変動除去比 フルスケール校正での最大変化		V_{CC}=15V±1.5 V または12V±0.6V			±2	LSB
		V_{LOGIC}=5V±0.5V			±1/2	LSB
		V_{EE}=−15V±1.5V または−12V±0.6V			±2	LSB
アナログ入力 入力レンジ	バイポーラ		−5		+5	V
			−10		+10	V
	ユニポーラ		0		+10	V
			0		+20	V
電源	動作範囲	V_{LOGIC}	+4.5		+5.5	V
		V_{CC}	+11.4		+16.5	V
		V_{EE}	−16.5		−11.4	V
	動作電流	I_{LOGIC}		3.5	7	mA
		I_{CC}		5.5	9	mA
		I_{EE}		10	14	mA
消費電力				250	425	mW

必要な機能を1チップに収めた 12ビットA-Dコンバータ

MAX180／181

MAX180/181(マキシム)はA-Dコンバータに必要なすべての機能をまとめたデータ収集システム用のICです．

サンプル&ホールド回路，リファレンス，さらに入力のマルチプレクサまで内蔵しています．

マイコンとのインターフェースもポート・モード，低速メモリ・モード，パラレル・モード，2バイト読み込みモード，非同期モードと5種類のモードをサポートしており，8ビットや16ビットの各種マイコンに接続することが可能です．

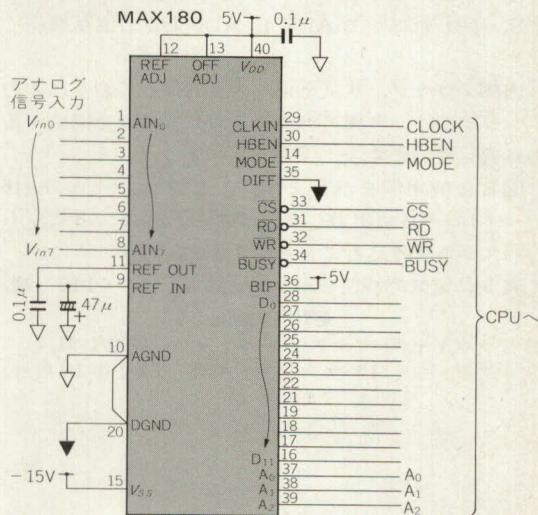
アナログ入力に関しては，差動での入力もできます．

図9に接続例を示し，**表6**に電気的特性を示します．

〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) MAXIM 1992 NEW RELEASES DATA BOOK.
（トランジスタ技術　1992年10月号）

〈図9〉 12ビットA-Dコンバータ MAX180の使い方

〈表6〉[1] MAX180/181の電気的特性

パラメータ	記号	テスト条件	min	typ	max	単位
リニアリティ誤差					±1	LSB
ユニポーラ・オフセット誤差				±1	±4	LSB
バイポーラ・オフセット誤差				±1	±6	LSB
ユニポーラ・オフセット誤差				±2	±10	LSB
バイポーラ・オフセット誤差				±2	±15	LSB
変換時間	t_{CONV}	非同期モード	7.500		8.125	μs
		低速メモリ・モード，ポート・モード	9.375		10.000	
入力電流					−2	mA
入力抵抗			2.5			kΩ
リファレンス出力電圧		T_a=+25°C	−4.98	−5.00	−5.02	V

単一電源で動作する12ビット・パラレルA-Dコンバータ

AD7880

AD7880(アナログ・デバイセズ)は，単一電源で動作する12ビットA-Dコンバータです．

通常A-Dコンバータでは+5V，±12Vなどの多電源が標準であり，複雑な電源回路が必要となります．また，各電源の投入順序によっては破壊されてしまうICもあります．AD7880の場合にはそのようなことを考える必要がありません．

また，CMOSのためローパワーです．そのため，パラレル方式にしては比較的少ないピン数のパッケージに収められています．

図10に応用例を示します．

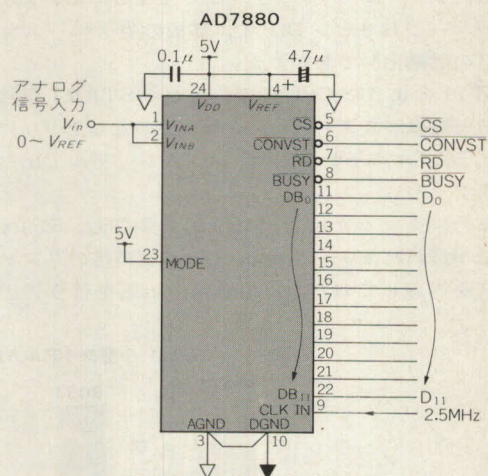
単一電源のみのCPUシステムや，バッテリ駆動によるシステムへのアプリケーションに適しています．

表7に電気的特性を示します．　〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) アナログデバイセズ　データブック，1990/1991.

(トランジスタ技術　1992年10月号)

〈図10〉単一電源動作12ビットA-Dコンバータ AD7880の使い方

〈表7〉[1] AD7880の電気的特性

項　目		Bバージョン	単　位	テスト条件/備考
DC精度	積分非直線性	±1	LSB(max)	
	微分非直線性	±1	LSB(max)	単調増加性を保証
	フルスケール誤差	±15	LSB(max)	
	バイポーラ・ゼロ誤差	±10	LSB(max)	
	ユニポーラ・オフセット誤差	±5	LSB(max)	
アナログ入力	入力電圧範囲	0～V_{REF}	V	
		0～2 V_{REF}	V	
	入力抵抗	± V_{REF}	V	
		10	MΩ(min)	0～V_{REF}の範囲
		5/12	kΩ(min/max)	8 kΩ typ：0～2 V_{REF}の範囲
		5/12	kΩ(min/max)	8 kΩ typ：± V_{REF}の範囲
リファレンス入力	V_{REF}(規定特性保証)	5	V	±5％：通常 $V_{REF}=V_{DD}$
	I_{REF}	1.5	mA(max)	
ロジック入力	入力"H"電圧，V_{INH}	2.4	V(min)	
	入力"L"電圧，V_{INL}	0.8	V(max)	
ロジック出力	出力"H"電圧	4.0	V(min)	$I_{SOURCE}=400\ \mu A$
	出力"L"電圧	0.4	V(max)	$I_{SINK}=1.6$ mA
変換	変換時間	12	μs(max)	$f_{CLKIN}=2.5$ MHz
	トラック/ホールドのアクイジョン時間	3	μs(max)	
電源	V_{DD}	+5	V	定格動作のためには±5％の範囲内のこと
	I_{DD}(通常モード T_a=+25℃)	7.5	mA(max)	代表値4 mA，MODE=V_{DD}

8ピンIC 1個でできる 12ビット・シリアルA-Dコンバータ

MAX170

MAX170(マキシム)は12ビットのA-Dコンバータで，シリアル・インターフェースをもっています．パッケージは8ピンDIPで，基板の省スペース化と設計の簡略化ができます．

図11のように,CPUのポートからSTART信号を送ると変換がスタートし，クロックの立ち上がりに応じてDATA端子から変換データがシリアルで出力されます．

また，クロックは2.5 MHzまで動作し，5.6 μsで変換が行われます．40 ppm/°Cの温度特性のリファレンスを内蔵しており，長距離間の伝送を行うアナログ・インターフェースなども含め，ほとんどのシステムに対応することができます．

このような小型で簡単な構成のシステムこそ，シリアル方式の効果を最大限に引き出すことができます．また，多数のICを接続をすることで，省スペースで長距離間に分散したデータの収集に応用できます．

表8に電気的特性を示します．

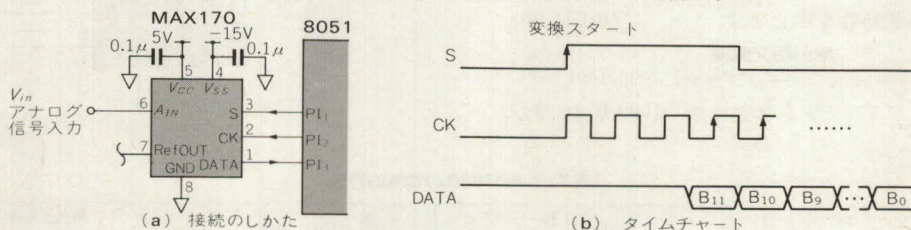
〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) Maxim 1992 New Releases Data Book.

（トランジスタ技術　1992年10月号）

〈図11〉 小型シリアル方式A-DコンバータMAX170の使い方

(a) 接続のしかた　　(b) タイムチャート

〈表8〉[1] MAX170の電気的特性

パラメータ	記号	テスト条件	min	typ	max	単位
オフセット誤差					±3	LSB
フルスケール誤差		T_a=25℃			±10	LSB
変換時間	t_{CONV}				5.6	μs
アナグロ入力電圧			0		+5	V
アナログ入力電流		A_{IN}=0 V～+5 V			3.5	mA
リファレンス出力電圧		T_a=25℃	−5.2	−5.25	−5.3	V
出力“L”電圧	V_{OL}	I_{SINK}=1.6 mA			0.4	V
出力“H”電圧	V_{OH}	I_{SOURCE}=200 μA	4			V
クロック“H”幅	t_{CH}	クロック“H”	40			ns
クロック“L”幅	t_{CL}	クロック“L”	60			ns

ビット数とダイナミック・レンジ

A-Dコンバータは各応用分野で扱われる信号の最大周波数により変換速度(サンプリング・クロック周波数)が決定され，信号をどのくらいの細かさで分解する必要があるかにより分解能が決定され，使用するA-Dコンバータが選択されます．

分解能はビット数として表現され，2のべき乗で示されます．たとえば8ビットのA-Dコンバータでは$1/2^8=1/256\simeq0.4$ %の細かさで信号を分解できます．

表Aにビット数とダイナミック・レンジの関係を示します．必要とされる分解能は応用分野で異なります．

現在のテレビをはじめとする画像分野では6～8ビットの分解能のものが使われます．ハイビジョンの時代には10ビットの分解能が必要とされています．

なお，ダイナミック・レンジはビット数をnとして$(6.02\times n+1.76)$dBより計算しています．

〈鈴木　隆〉

（トランジスタ技術　1990年12月号）

光絶縁型インターフェースを内蔵した 12ビット・シリアル A-D コンバータ

MAX171

MAX171(マキシム)はMAX170とその伝送回路をフォト・カプラで絶縁し，ワンチップ化したものです.

絶縁耐圧は1500 V_{AC}で，外部にトランスやフォト・カプラを設けることなしに絶縁ができます.

図12のように，CPUのポートからSTART信号を送ると変換がスタートし，クロックの立ち上がりに応じてDATA端子から変換データが出力されます.

また，クロックは2.5 MHzで動作し，5.8 μsでA-D変換されます.

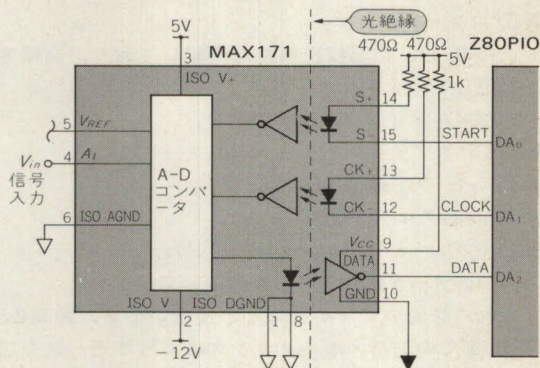
絶縁を必要とするアナログ入力に最適です．とくに，アナログ入力部とマイコンが離れている場合に効果を発揮します．**表9**にMAX171の電気的特性を示します.

〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) Maxim 1992 New Releases Data Book.

（トランジスタ技術　1992年10月号）

〈図12〉 光絶縁型シリアル方式 A-D コンバータ MAX171 の使い方

〈表9〉(1) MAX171 の電気的特性

パラメータ	記号	テスト条件	min	typ	max	単位
リニアリティ誤差					±1	LSB
オフセット誤差					±3	LSB
フルスケール誤差		T_a=25℃			±10	LSB
変換時間	t_{CONV}				5.8	μs
アナログ入力電圧			0		+5	V
アナログ入力電流		A_{IN}=0 V～+5 V			3.5	mA
リファレンス出力電圧		T_a=25℃	−5.2	−5.25	−5.3	V
リファレンス出力電流					5	mA
出力“L”電圧	V_{OL}	I_{SINK}=1.6 mA			0.4	V
出力“H”電流	I_{OH}	V_{DATA}=5.5 V		0.02	250	μA
クロック“H”幅	t_{CH}	クロック“H”	60			ns
クロック“L”幅	t_{CL}	クロック“L”	80			ns

〈表A〉 ビット数とダイナミック・レンジ

ビット数(ビット)	分解能	1LSB分解能	±½LSB精度	ダイナミック・レンジ (dB)	ビット数(ビット)	分解能	1LSB分解能	±½LSB精度	ダイナミック・レンジ (dB)
20	$\frac{1}{1,048,576}$	0.954ppm/LSB	±0.477ppm	122.2	10	$\frac{1}{1,024}$	0.0977%/LSB	±0.0488%	62.0
18	$\frac{1}{262,144}$	3.81ppm/LSB	±1.91ppm	110.1	8	$\frac{1}{256}$	0.391%/LSB	±0.195%	49.9
16	$\frac{1}{65,536}$	15.3ppm/LSB	±7.63ppm	98.1	6	$\frac{1}{64}$	1.56%/LSB	±0.781%	37.9
14	$\frac{1}{16,384}$	61.0ppm/LSB	±30.5ppm	86.0	4	$\frac{1}{16}$	6.25%/LSB	±3.125%	25.8
12	$\frac{1}{4,096}$	0.0244%/LSB	±0.0122%	74.0					

自己校正機能とサンプル&ホールド回路をもった

16ビット・シリアルA-Dコンバータ

AK9202

AK9202(旭化成マイクロシステム)は，電荷再分配型D-Aコンバータを用いた逐次比較方式の16ビットA-Dコンバータです．

このICは，自己校正機能を内蔵しており，高精度を保証しています．

シリアル・インターフェースは，
PDT(パイプライン・データ送信モード)，
RBT(バースト送信モード)，
SSC(内部クロック同期モード)，
FRN(フリー・ランニング・モード)，
の四つのデータ伝送モードを内蔵しています．

これらを使ってマイコンとの接続ができ，最高3.3 MHzまでのシリアル・クロックによってデータを送信できます．

データ伝送モードの選択はOUTMODとSCKMODの二つの端子で行い，CODE端子によりバイナリか，2の補数形式かが指定できます．

自己校正機能は，内部にRAMをもっており，電源を切らないかぎり校正データは保持されています．

図13に使用例を示します．

表10に電気的特性を示します．〈小田　靖〉

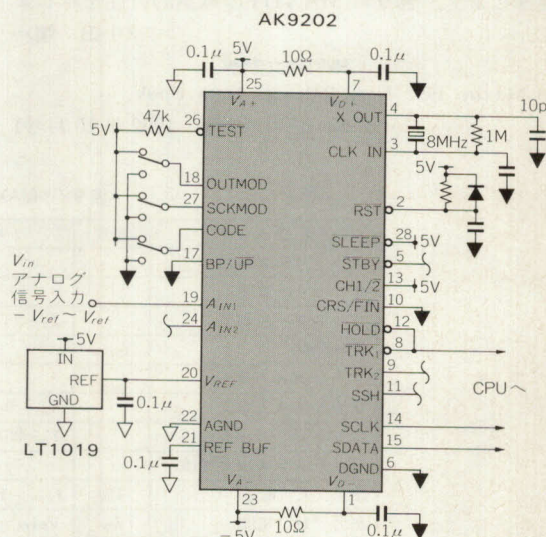
〈表10〉AK9202の電気的特性

型　名	AK9202
変換方式	逐次比較型
分解能	16
直線性	±0.003%
誤差	±1/2LSB
入力レンジ	±2.5，0〜2.5
電源	+5，−5
消費電力	32 mW
サンプル&ホールド	内蔵
基準電源	外付け
CPUインターフェース	シリアル

◆参考文献◆

(1) '91半導体データブック　A/Dコンバータ編，旭化成マイクロシステム．

(トランジスタ技術　1992年10月号)

〈図13〉サンプル&ホールド回路を内蔵した16ビットA-DコンバータAK9202の使い方

シリアル/パラレル・インターフェースを内蔵した **16ビットA-Dコンバータ**

ADC1376/1377/1378

AD1376/77/78(アナログ・デバイセズ)は，16 ビットの A-D コンバータでリファレンス，クロックを内蔵しています．マイコンとのインターフェースは，パラレルとシリアル両方の形式が可能です．

〈図 14〉 シリアル/パラレル I/O 内蔵 A-D コンバータ AD1376/77/78 の使い方

図 14 は，−10〜10 V の入力電圧を変換してシリアル・データで伝送するものです．

AD1376/77/78 は広い温度範囲での使用が可能で，厳しい環境での動作を必要とするシステムに最適でしょう．

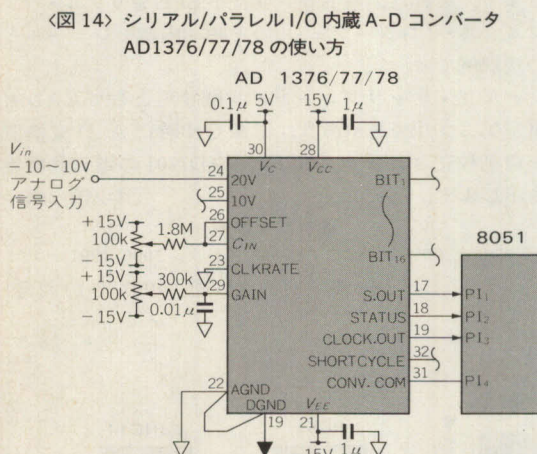
シリアル・インターフェースで使用するときは，CONV.COM 信号の立ち下がりで変換がスタートし，内部クロックの出力信号 CLOCK.OUT に応じて，S.OUT 端子から MSB を先頭にしてデータがシリアルで出力されます．また，データ出力中かどうかは，STATUS 端子出力で確認することができます．

表 11 に電気的特性を示します．

〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) アナログデバイセズ　データブック，1990/1991．

(トランジスタ技術　1992 年 10 月号)

〈表 11〉[1] AD1376/77/78 の電気的特性

パ　ラ　メ　ー　タ			AD1376/77/78	単　位
アナログ入力	電圧レンジ	バイポーラ	±2.5，±5，±10	V
		ユニポーラ	0〜+5，0〜+10，0〜+20	V
	インピーダンス(直接入力)	0〜+5 V，±2.5 V	1.88	kΩ
		0〜+10 V，±5.0 V	3.75	kΩ
		0〜+20 V，±10 V	7.50	kΩ
精度	ゲイン誤差		±0.05(±0.1 max)	%
	オフセット誤差	ユニポーラ	±0.05(±0.1 max)	% FSR
		バイポーラ	±0.05(±0.2 max)	% FSR
	直線性誤差(最大)		±0.006	% FSR
	固有量子化誤差		±1/2	LSB
	微分直線性誤差		±0.003	% FSR
ウォームアップ時間			1 分	分
ドリフト	ゲイン		±15(max)	ppm/℃
	オフセット	ユニポーラ	±2(±4 max)	ppm FSR/℃
		バイポーラ	±10(max)	ppm FSR/℃
	直線性		±2(3 max)	ppm FSR/℃
電源	消費電力		645(最大 800)	mW
	定格アナログ電圧		±15±0.75(max)	Vdc
	定格ディジタル電圧		+5±0.25(max)	Vdc

自己校正機能をもったΣ-Δ型16ビットA-Dコンバータ

AD7701

AD7701(アナログ・デバイセズ)はデルタ-シグマ変調を利用した16ビット分解能のA-Dコンバータです．自己校正機能をもち，ゼロ誤差やゲイン誤差を取り除くことができます．

シリアル・インターフェースは，
同期内部クロック・モード(SSC)，
同期外部クロック・モード(SEC)，
非同期通信モード(AC)，
の3種類のモード設定が可能です．

非同期通信モードでは，たとえば8051に内蔵のUARTに対しての伝送ができ，また68HC11などに対してもSSC/SECモードによって伝送ができます．

図15は8051に内蔵のUARTと接続した例です．変換データは，8ビット，1スタート・ビット，2ストップ・ビットの2バイト・データで出力されます．

また，68HC11とのインターフェース例を示しておきます．これは，モトローラ社がSPI(シリアル・ペリフェラル・インターフェース)と呼ぶ内蔵モジュールとの接続例です．

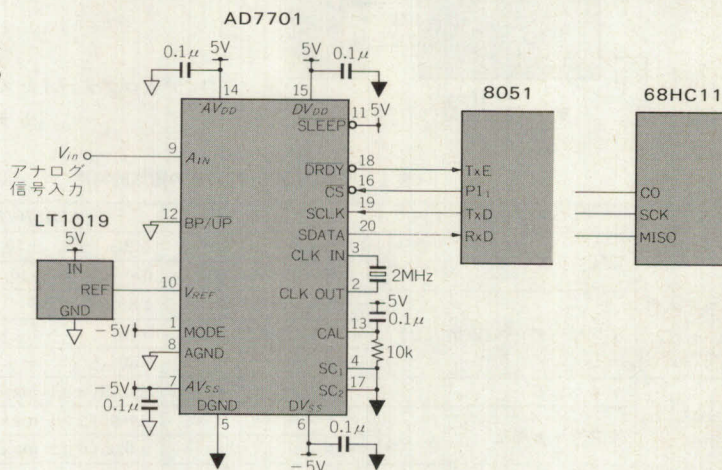
セルフ・キャリブレーション機能用としてCALとSC_1の二つの端子があり，電源ON時にA-D変換器が自動校正されます．表12にAD7701の電気的特性を示します．

〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) アナログデバイセズ　データブック，1990/1991.

(トランジスタ技術　1992年10月号)

〈図15〉シグマ・デルタ型16ビットA-DコンバータAD7701の使い方

〈表12〉[1] AD7701の電気的特性

パラメータ		AD7701A,S	単　位
スタティック特性	積分非直線性	±0.003	%FSR(max)
	微分非直線性	±0.125	LSB(typ)
アナログ入力	ユニポーラ入力範囲	0～+2.5	V
	バイポーラ入力範囲	±2.5	V
	入力容量	10	pF(typ)
	入力バイアス電流	1	nA(typ)
ロジック出力	出力“L”電圧	0.4	V(max)
	出力“H”電圧	$DV_{DD}-1$	V(min)
電源電圧	アナログ正電源(AV_{DD})	4.5/5.5	V(min)/V(max)
	ディジタル正電源(DV_{DD})	4.5/AV_{DD}	V(min)/V(max)
	アナログ負電源(AV_{SS})	−4.5/−5.5	V(min)/V(max)
	ディジタル負電源(DV_{SS})	−4.5/−5.5	V(min)/V(max)
	較正メモリ保持電源電圧	2.0	V(min)
消費電力	通常動作	40	mW(max)

パラレル/シリアル・インターフェースを内蔵した 12ビットA-Dコンバータ

CS5012

CS5012は，米国CRYSTAL社との技術提携により旭化成マイクロシステムで作られた製品です．サンプル&ホールド回路，クロックを内蔵し，制御と補正用のマイクロコントローラを内蔵した12ビット精度のスマート(賢い)アナログICです．

シリアルとパラレルの両方のマイコン・インターフェース機能を備えています．

A-Dコンバータへの入力信号は内部のクロックによりサンプリングされます．変換が終了すると，$\overline{\mathrm{EOC}}$信号が“L”となり，そこからSCLKの立ち上がりに同期して，SDATA端子に変換データが出力されます．

また，CS5012は自己校正機能を備えており，電源投入時に自動的に校正が行われます．

電源動作後はCAL端子により，キャリブレーションを行うことができますが，図16に示す回路ではこれができるようにはしてありません．

また，パラレルでインターフェースするときはデータ・バスからA-Dコンバータの変換状態(ステータス)を読み込むことができるようになっています．

表13に電気的特性を示します． 〈小田　靖〉

〈図16〉 自己校正機能付きA-DコンバータCS5012の使い方

◆参考文献◆

(1) '91半導体データブック　A/Dコンバータ編，旭化成マイクロシステム．

（トランジスタ技術　1992年10月号）

〈表13〉 CS5012の電気的特性

型　名	CS5012
変換方式	逐次比較型
分解能	12
直線性	±1/4LSB
誤差	±1/4LSB
入力レンジ	±2.5，0～2.5
電源	+5，−5
消費電力	150mW
基準電源	外付け
CPUインターフェース	パラレル/シリアル

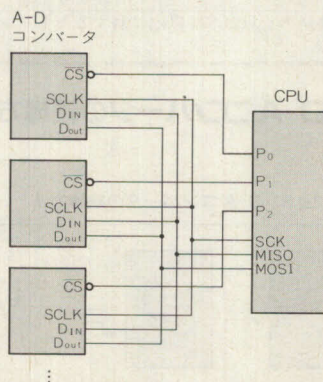
複数個のA-Dコンバータを使う

図AはA-Dコンバータを複数個接続する例です．入力点数が多い場合，図のように$\overline{\mathrm{CS}}$信号をポートで分配することで，多点入力システムが構成できます．

この接続方法のよいところは，接続ラインは4本だけですむので，各A-Dコンバータ間の距離をとることができるということです．バス方式ですと，距離はせいぜい30cm程度までなので，長距離間を結ぶシステムを構成する場合には，シリアル伝送方式は決定的な問題解決手段となります．

〈小田　靖〉

（トランジスタ技術　1992年10月号）

〈図A〉 A-Dコンバータを複数個使う

2chの信号を処理できる 12ビット・シリアルD-Aコンバータ

AD7242

AD7242(アナログ・デバイセズ)は，シリアル・インターフェース内蔵の電圧出力型，2チャネル12ビットD-Aコンバータです．

リファレンスと出力用アンプを内蔵しており，電源を接続するだけでD-Aコンバータを構成できます．

図17にマイコンとの接続例を示します．

シリアル・インターフェースは $\overline{TFSA}$ により選択され，TCLKAのクロックに同期したデータDTAによってデータがセットされます．

同様の機能で14ビット出力のAD7244があります．

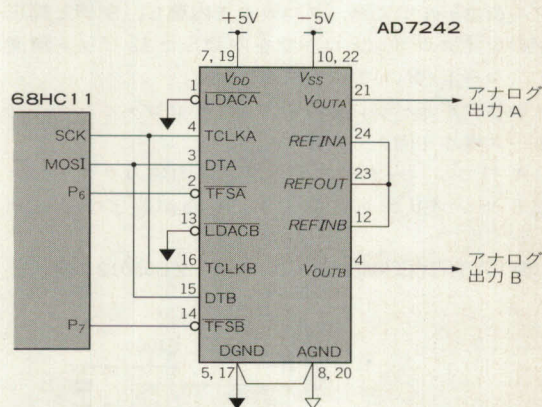
表14にAD7242の電気的特性を示します．

〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) アナログデバイセズ　データブック，1990/1991．

（トランジスタ技術　1992年10月号）

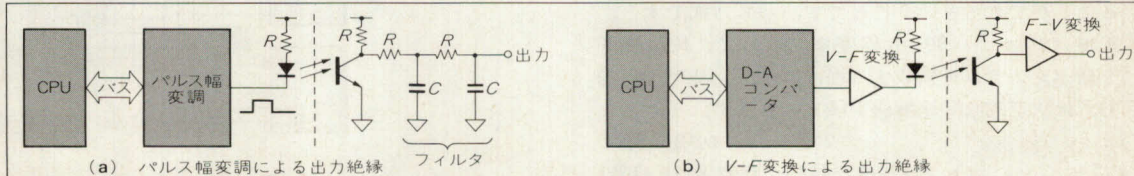
〈図17〉2チャネル・シリアル方式D-Aコンバータ AD7242の使い方

〈表14〉(1) AD7242の電気的特性

パラメータ		AD7242	単　位	テスト条件/備考
DC精度	分解能	12	ビット	
	積分非直線性	±1	LSB(max)	単調増加性を保証
	微分非直線性	±1	LSB(max)	
	バイポーラ・ゼロ誤差	±5	LSB(max)	
リファレンス出力	*REF* OUT T_a＝＋25℃	2.99/3.01	V(min)/V(max)	
リファレンス入力	*REF INA*，*REF INB* 入力範囲	2.85/3.15	V(min)/V(max)	3V±5%
	入力電流	1	μA(max)	
アナログ出力 (V_{OUTA}，V_{OUTB})	出力電圧範囲	±3	V nom	
	DC出力インピーダンス	0.1	Ω(typ)	
AC特性 (電圧出力セトリング時間)*	正のフルスケール変化	3	μs(max)	2μs (typ)
	負のフルスケール変化	3	μs(max)	2μs (typ)
電源	V_{DD}	＋5	V(nom)	±5%で仕様保証
	V_{SS}	−5	V(nom)	±5%で仕様保証
	I_{DD}	27	mA(max)	二つの V_{DD} ピンからの累積電流
	I_{SS}	12	mA(max)	二つの V_{SS} ピンからの累積電流
	全消費電力	195	mW(max)	130mW (typ)

* 最終値の±1/2LSB以内に対するセトリング時間

D-Aコンバータの絶縁方法

D-Aコンバータもシリアル化する傾向にあります．これも，A-Dコンバータ同様に，ノイズや絶縁，省スペースなどの関係で，有利に構成できるからです．

〈図B〉D-Aコンバータの絶縁方法

8ピンIC 1個でできる 12ビット・シリアルD-Aコンバータ

MAX543

MAX543(マキシム)は，シリアル方式の12ビット電流出力型D-Aコンバータです．単一電源で動作し，内部にフィードバック用の抵抗を内蔵しています．

シリアル・インターフェースはCLKの立ち上がりに対してMSBを先頭にデータを送出し，LSBまで送信したあとで，$\overline{\text{LOAD}}$信号を"L"に下げることによりデータがセットされます．

また，8ピンの小型パッケージに収められているので，基板を省スペースで構成することができます．

フォト・カプラで絶縁するときにも，単一電源なので電源系の絶縁も1系統ですみ，簡単に行えます．

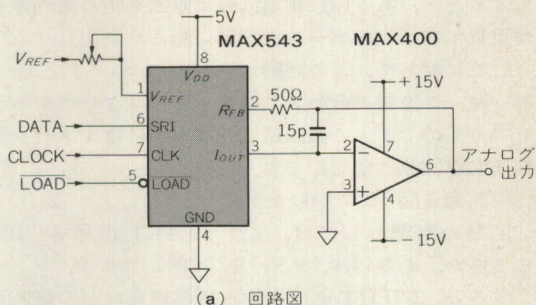
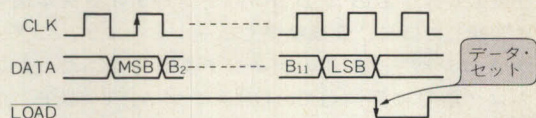
使用例を図18に示します．

表15に電気的特性を示します．　〈小田　靖〉

◆引用文献◆

(1) Maxim 1992 New Releases Data Book.

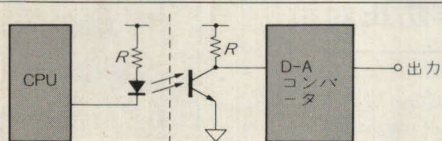
(トランジスタ技術　1992年10月号)

〈図18〉シリアル方式D-AコンバータMAX543の使い方

(a) 回路図

(b) タイムチャート

〈表15〉[1] MAX543の電気的特性

パラメータ	記号	テスト条件	min	typ	max	単位
リアリティ誤差					±1/2	LSB
ゲイン誤差	FSE	T_a=+25℃			±1	LSB
		$T_a=T_{min}\sim T_{max}$			±2	LSB
電流セット時間	t_S	T_a=+25℃		0.25	1	μs
入力"H"電圧	V_{IH}	V_{DD}=+5 V V_{DD}=+15 V	2.4 13.5			V
入力"L"電圧	V_{IL}	V_{DD}=+5 V V_{DD}=+15 V			0.8 1.5	V
クロック"H"幅	t_{CH}		90			ns
クロック"L"幅	t_{CL}		120			ns
電源電圧	V_{DD}	V_{DD}=+12 V or +15 V V_{DD}=+5 V	+11.4 +4.75		+15.75 +5.25	V

D-Aコンバータの場合は，R-2Rのラダー抵抗を使う方法と，パルスを平滑して行う方法があります．

絶縁を行う場合には，図(a)のように，パルス幅変調を行い，それをフォト・カプラもしくはトランスにより絶縁し，その後フィルタによって平滑化して出力する方法が一般的でした．しかしこの方法では，いくらパルス幅変調自体の精度がよくても，フォト・カプラとフィルタの段で精度が落ちてしまいます．図(b)の方法も同様です．

(c) シリアル方式による出力絶縁

しかし，図(c)のようにシリアル伝送を用いたD-Aコンバータであれば，D-Aコンバータそのものの精度を得ることができます．　〈小田　靖〉

(トランジスタ技術　1992年10月号)

A-D，D-A コンバータによる雑音を減らす **雑音低減回路**

機器の製作中に，どうもノーマル・モード雑音が重畳するとか，あるいは測定回路に原因不明の誘導雑音が重畳するなどのケースは頻繁に起こります．

これに対して，この回路はA-DコンバータとD-Aコンバータを組み合わせて雑音をてい減させてやろうというものです．この回路は，基本的にはオフセット電圧調整回路に相当します．

回路図を図19に示します．

回路の原理としては，まず $\overline{\mathrm{START}}$ 信号を“L”にするか，あるいは，P.Swを“ON”します．

すると，INPUTに相当する誘導雑音などの電圧を任意のビット数のA-Dコンバータがディジタル信号に変換した後に，変換結果をホールドします．つぎに，D-Aコンバータがこのディジタル信号をふたたびアナログ信号に変換して，OPアンプ A_4 の－端子に信号を出力します．

いっぽう，INPUTに相当する誘導雑音などは同じOPアンプ A_4 の＋端子に入力されていることから，出力OUTPUTはその差動をとって0Vにキャンセルされます．

したがって，この回路を1回作動することにより，その後のOUTPUTは誘導成分などがてい減された真値に近い電圧として得ることができます．

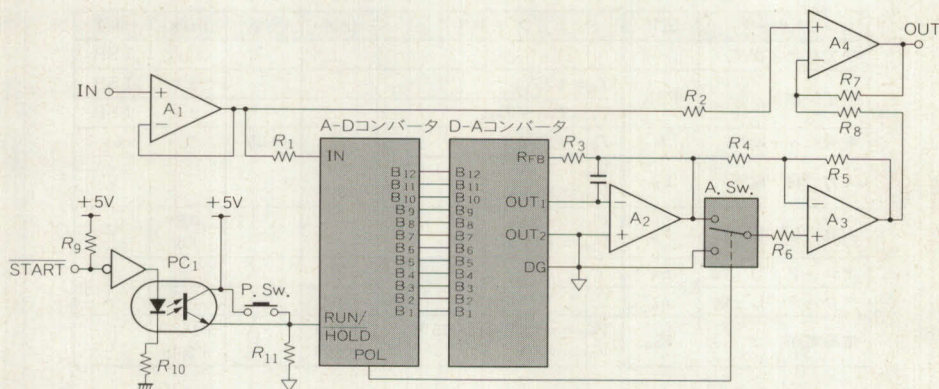
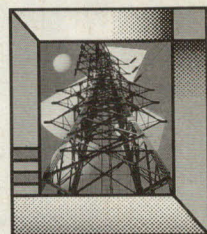
今回はA-DコンバータにICL7109(ハリス社)を，またD-AコンバータにはAD7541(アナログ・デバイセズ社)を用いて，良好な結果が得られました．

〈中村誠/田中恭治/高浪五男〉

◆参考文献◆

(1) 伊藤一造他；工業計測のための電子回路(III)，計測と制御，Vol. 27，No. 5．
(2) 平山宏之他；雑音処理，㈳計測自動制御学会．

(トランジスタ技術　1991年7月号)

〈図19〉一対のA-D，D-Aコンバータによる雑音てい減回路

LEDを基準電源素子とした低損失・低電圧レギュレータ

2SB744 2SC2710

LEDを用いたレギュレータ回路を図1に紹介します．LEDはガリウムとヒ素とリンからなる化合物半導体(GaAsP/GaP)のPN接合からなるダイオードで，その順方向電圧は1.8V前後，また温度特性は−2mV/℃前後であるため，このような使い方ができます．

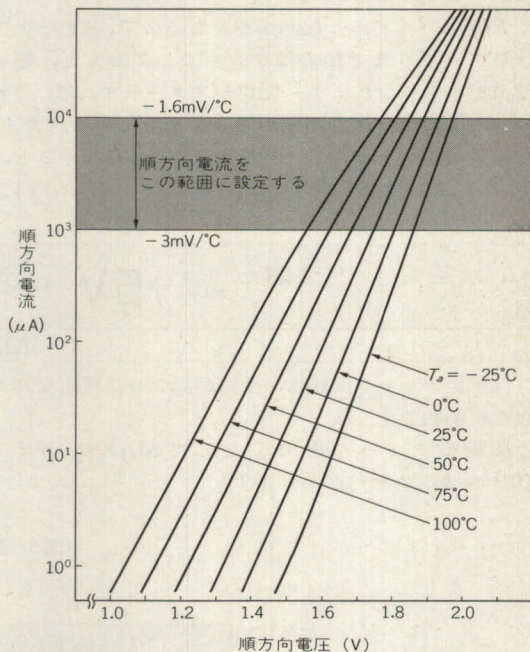
図1の回路に利用したLEDのLTZ-MR15(ローム)の順方向電圧-電流特性を25℃の温度間隔で測定したデータを図2に示します．このLEDは光源よりは基準電圧用に利用できるように，ガラス封止のアキシャル・リード型となっています．

図1でR_1とLED(1)とD_1はスタートアップ回路ですが，負荷短絡時はフの字型保護回路として動作します．

図1の回路の出力電圧はLEDの順方向電圧をV_{LF}とすると，

$$V_O=(1+R_4/VR)(V_{LF}-V_{BE}) \quad \cdots\cdots(1)$$

と表すことができます．また，短絡時の電流I_{S2}はD_1の順方向電圧をV_F，トランジスタTr_1の直流電流増

〈図2〉LEDの順方向電圧-電流特性

〈図1〉LEDを基準電圧に用いた低損失・低電圧レギュレータ回路

〈図3〉入力電圧変動特性

〈図4〉温度特性

幅率を h_{FE} とすると，

$$I_{S2}=(h_{FE}/R_3)(V_{LF}-V_F-V_{BE}) \quad \cdots\cdots(2)$$

と表すことができます．

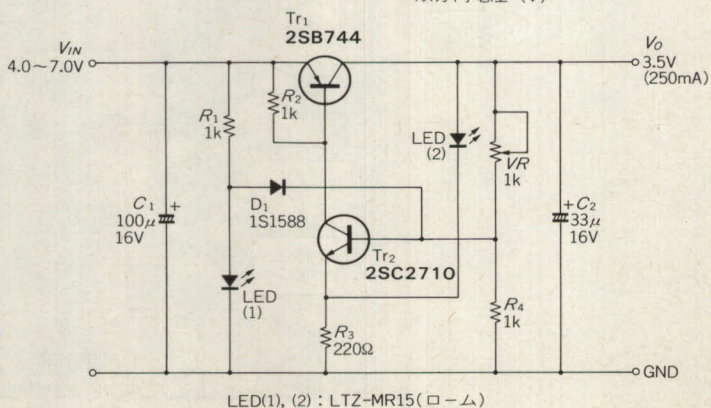
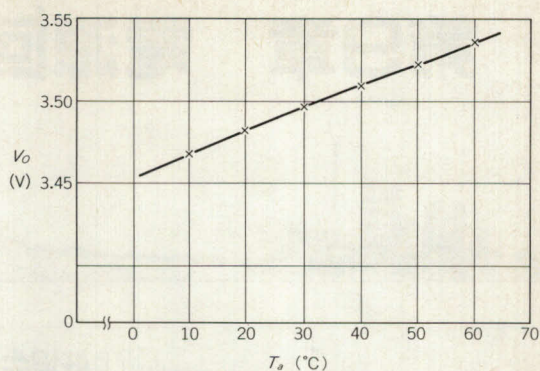
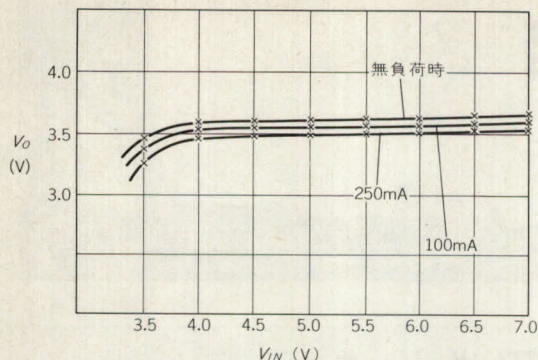
R_3を大きくするとI_{S2}が小さくなるので，スタートできるぎりぎりまでR_1の値を大きくしておくと，短絡電流が小さくなります．回路がスタートすれば，Tr_2のベース電流は出力電圧から VR を経て得られます．

過負荷状態となって，出力電圧が下がり始めると，Tr_2のベース電流も減り始め，$V_O=(1+VR/R_4)(V_{LF}-V_F)$になると，$Tr_2$のベース電流はふたたびスタートアップ回路にだけ依存するようになり，フの字型の負荷曲線をもちます．

図1の回路の入力電圧変動，負荷変動，温度特性をそれぞれ図3，図4に示します．LED(2)に流れる電流が負荷電流の大きさに比例するため，負荷変動は少し大きめですが，これは回路の簡素化に重点を置いたためです．

〈佐藤守男〉

（トランジスタ技術　1991年11月号）

反転型チョッパICを用いた +5V→−12V DC-DCコンバータ

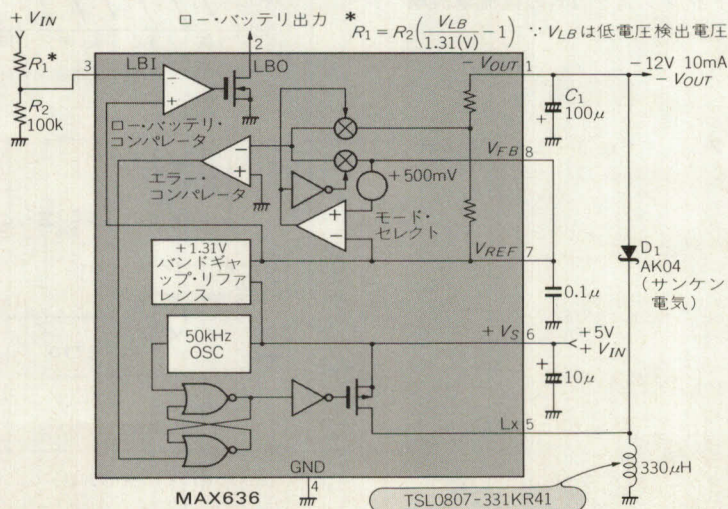
MAX636

反転型チョッパ回路は，極性が異なった電圧を作るときに便利です．

反転型チョッパ専用ICとしてMAX636〔8ピンDIP(マキシム社)〕があります．

▶ 回路定数の決めかた

図5に+5V入力−12V・10mA出力の回路を示します．インダクタンスLは，次式にて表されます．

〈図5〉反転型チョッパ回路

〈表 1〉 最大取得電流 I_{OUT} の実測値

−12 V 出力

インダクタンス＼入力電圧	220 μH	330 μH	470 μH
4.75 V	13.8 mA	11.2 mA	9.2 mA
5.00 V	15.8 mA	12.5 mA	10.0 mA
5.25 V	17.4 mA	14.1 mA	10.7 mA

$$L=\frac{V_{IN}{}^2\cdot T_{ON}{}^2\cdot f}{2V_{OUT}\cdot I_{OUT}} \qquad \cdots\cdots(3)$$

このICの場合，オン抵抗が9Ω程度ですので，ピーク電流を150 mAとすると飽和電圧 $V_{DS(sat)}$ は，約1.35 Vあります．したがって，ここでの V_{IN} は，飽和電圧を平均して1/2として(入力電圧−0.67 V)ということになります．

この回路は出力ダイオードが外付けとなっていますので，今回は順方向ドロップ電圧 V_F が少ないショットキ・バリア・ダイオードを用いました．ショットキ・バリア・ダイオードの V_F は約0.4 V程度なので，V_{OUT} は出力電圧＋0.4 Vになります．

ここで L は数値を入れると，

$$L=\frac{(5\,\mathrm{V}-0.67\,\mathrm{V})^2\cdot(10\,\mu\mathrm{s})^2\cdot 50\,\mathrm{kHz}}{2\cdot(12\,\mathrm{V}+0.4\,\mathrm{V})\cdot 10\,\mathrm{mA}}=378\,\mu\mathrm{H}$$

となります．ここでは，330 μHを用いることにします．L に流れる電流 I_{LP} は，

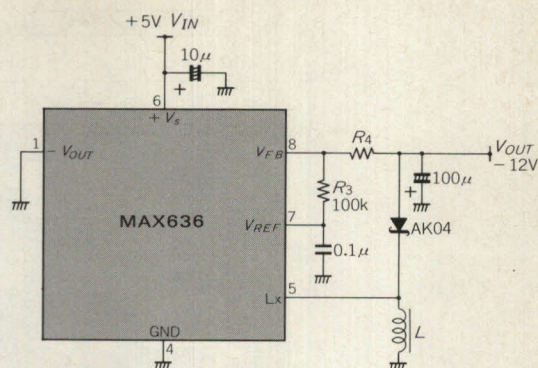
$$I_{LP}=\frac{V_{IN}}{L}T_{ON} \qquad \cdots\cdots(4)$$

$$=\frac{5\,\mathrm{V}-0.67\,\mathrm{V}}{330\,\mu\mathrm{H}}\cdot 10\,\mu\mathrm{s}=131\,\mathrm{mA}$$

となります．

このICの最大スイッチング電流は，カタログによると，525 mAということですが，推奨しているインダクタンスから逆算するとやはり150 mA程度が目安のようです．**表1**にインダクタンスと入力電圧に対する出力電流の実測値を示します．

出力の平滑用電解コンデンサは，出力リプル電圧

〈図 6〉 MAX636 の可変電圧モード

V_r を100 mVと設定すると，

$$Z_C=\frac{V_L}{I_{LP}}=\frac{100\,\mathrm{mV}}{131\,\mathrm{mA}}=0.76\,\Omega$$

となります．昇圧型と同様に，ここでも少しマージンをもって，Z_C＝0.48 Ωの日本ケミカル・コンデンサのKMF 25 V/100 μFを用います．

▶ その他の付属回路

出力電圧の設定は，8番ピンの V_{FB} 端子を接地することにより固定電圧モードとなります．MAX636は−12 Vに設定されています．

可変電圧モードでは，**図6**に示した外付け抵抗回路を8番ピンの V_{FB} 端子に接続します．このときの出力電圧 V_{OUT} は，次式にて決定します．R_3 のメーカの推奨値は，10 k〜10 MΩの範囲で，通常100 kΩです．

$$R_4=\frac{V_{OUT}\cdot R_3}{-1.31}$$

また，低電圧検出回路の機能はMAX632と同様です．

〈森田浩一〉

◆参考文献◆

(1) Applications Handbook 1990，マキシム．

(トランジスタ技術　1991年2月号)

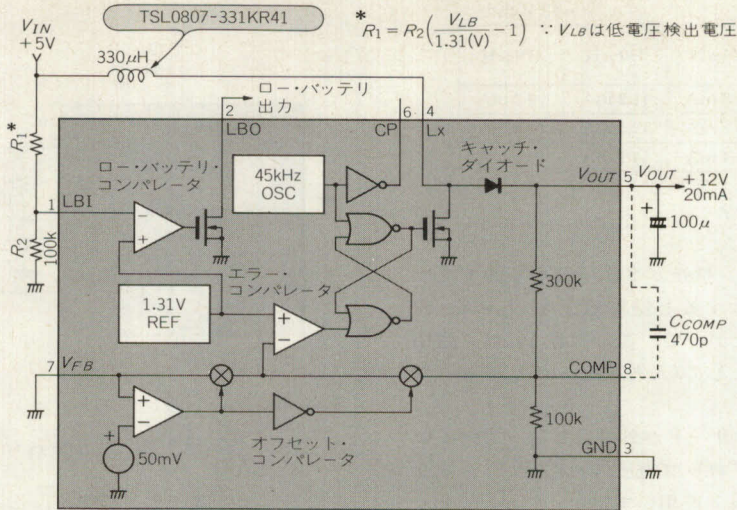
昇圧型チョッパICを用いた +5V→−12V DC-DCコンバータ
MAX632

低い電圧から高い電圧を作る場合に昇圧型チョッパ回路を用います．昇圧型チョッパ専用ICの代表としてMAX632〔8ピンDIP(マキシム社)〕があります．

IC内部には，発振器，フリップフロップ，基準電圧，電圧コンパレータ，出力ダイオード，スイッチ用MOS FETなど，ほとんどの部品が集積され，外付け部品はわずかにインダクタと出力コンデンサと位相補償用のコンデンサの3点です．また発振器の発振周波数は固定式で，出力12 Vでは約50 kHzです．

制御方式は他励式と呼ばれるものであり，ON幅およびOFF幅は50％と一定ですが，出力電圧によりONの回数を制限する方式です．つまり，ONデューティ50％または0％を切り替えて出力電圧を制御します．

この方法は出力電圧のリプルが比較的大きい方式であるため，あまり大電力の電源には使われていませんが，ローカル・レギュレータのような小電力の電源では，出力電流の割に比較的大きな出力電解コンデンサ

〈図7〉MAX632による昇圧型チョッパ回路

を付けることができるので問題になりません．回路構成が簡単になるため，ローカル・レギュレータに適した方式ともいえます．

▶ **回路定数の決めかた**

図7に+5V入力+12V・20mA出力の回路を示します．

回路定数でいちばん重要なのが，インダクタです．インダクタLは，次式にて表されます．

$$L=\frac{V_{IN}{}^2\cdot T_{ON}{}^2\cdot f}{2\cdot(V_{OUT}-V_{IN})\cdot I_{OUT}}\quad\cdots\cdots(5)$$

ここで注意することは，MAX632内蔵スイッチ用MOS FETに飽和電圧$V_{DS(sat)}$があることです．これはカタログによるとオン抵抗が3.5Ω程度ですから，ピーク電流を150mAとすると飽和電圧$V_{DS(sat)}$は，ピークで約0.5Vあります．

したがって，ここでのV_{IN}は飽和電圧の平均をとって1/2にして，(入力電圧−0.25V)ということになります．

また，出力ダイオードにも順方向ドロップ電圧V_Fが約0.7Vありますから，ここでのV_{OUT}は，出力電圧+0.7Vになります．T_{ON}は，ONデューティ50％から$1/2f=10\ \mu s$となります．数値を入れると，

$$L=\frac{(5\ V-0.25\ V)^2\cdot(10\ \mu s)^2\cdot 50\ kHz}{2\cdot(12\ V+0.7\ V-5\ V+0.25\ V)\cdot 20\ mA}=355\ \mu H$$

となります．ここでは，330μHを用いることにします．

Lに流れる電流I_{LP}は，

$$I_{LP}=\frac{V_{IN}}{L}\,T_{OUT}\quad\cdots\cdots(6)$$

$$=\frac{(5\ V-0.25\ V)}{330\ \mu H}\cdot 10\ \mu s=144\ mA$$

となります．

カタログによると，このICに内蔵しているMOS FETの最大スイッチング電流は450mAということですが，推奨しているインダクタンスから逆算するとピーク電流は150mA程度が目安のようです．これはICの最大許容電力から制限されているようです．

インダクタは，インダクタンス以外に電流定格があり，これを超えて使うと磁気飽和が起こります．インダクタが磁気飽和すると，インダクタンスが急激に減少して電流が増大し，ひいてはスイッチ素子の破壊にいたります．ですから，電流定格には，十分マージンをもってインダクタを選択してください．また，直流抵抗もあり，これはそのままインダクタの損失につながります．

表2にここで用いたインダクタンスの特性を示します．

出力の平滑用電解コンデンサの選択は，その内部インピーダンスによる50kHzのリプル電圧と，制御回路の応答によって決定されるリプル電圧により決まります．

まず，50kHzの充放電によるリプル電圧V_rとコンデンサの内部インピーダンスZ_Cの関係は，

$$Z_C=\frac{V_r}{I_{LP}}$$

となります．ここで，出力リプル電圧V_rは100mVと設定すると，

$$Z_C=\frac{100\ mV}{144\ mA}=0.69\ \Omega$$

となります．

応答系によるリプル電圧は，応答速度と負荷変動に関係がありケース・バイ・ケースのことが多いため，実

〈表2〉図7に使用したインダクタンスのおもな特性

メーカ：TDK

型　　名	インダクタンス	許容電流	直流抵抗
TSL0807-221KR50	220 μH	0.50 A	0.53 Ω
TSL0807-331KR41	330 μH	0.41 A	0.78 Ω
TSL0807-471KR34	470 μH	0.34 A	1.00 Ω
TSL1110-470K1R5	47 μH	1.5 A	0.056 Ω
TSL1110-101K1R0	100 μH	1.0 A	0.12 Ω
EL0607SKI-472J	4700 μH	40 mA	56 Ω

験により決定したほうが容易です．

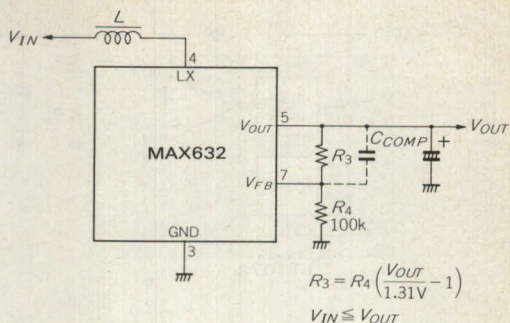
ここでは，少しマージンをとって，Z_C=0.48 Ωの日本ケミカルコンデンサ製のKMF 25 V/100 μFとします．

▶ **その他の付属回路**

出力電圧の設定は，7番ピンのV_{FB}端子をグラウンドへ落とすことにより固定電圧モードとなります．MAX632は12 Vに設定されています．

可変電圧モードでは，図8に示した外付け抵抗回路を7番ピンのV_{FB}端子に接続します．このときの出力電圧V_{OUT}は，次式にて決定します．R_4のメーカの推奨値は10 k〜10 MΩの範囲で，一般には100 kΩです．

$$R_3=R_4\left(\frac{V_{OUT}}{1.31}-1\right)$$

このICは，独立した低電圧検出回路をもっています．これは低電圧検出入力端子LBIに加えられた電圧と，内蔵する基準電圧1.31 Vとの比較が行われます．

〈図8〉MAX632の可変電圧モード

低電圧検出出力端子LBOは，オープン・ドレイン出力で，LBI端子に加わった電圧が，1.31 V未満となったときに“L”となります．

LBOの出力電流容量は50 mAあり，入力や出力の低下検出に使われます．

〈森田浩一〉

◆参考文献◆

(1) Applications Handbook 1990，マキシム．

（トランジスタ技術　1991年2月号）

+5 Vから最大+60 Vまでの連続出力が得られる ブースト・コンバータ回路

LT1072

LT1072を使うと，ブースト・コンバータを図9のような回路で簡単に実現できます．

設計手順にしたがって説明します．

▶ **出力電圧を設定する**

図9の回路で，出力電圧は(7)式のようなR_1，R_2の比で設定することができます．

$$V_{OUT}=V_{REF}(1+R_1/R_2) \quad \cdots\cdots(7)$$

V_{REF}：基準電圧源(1.24 V)

$V_{OUT}>V_{IN}$

$V_{OUT}<64.5$ V

出力電圧V_{OUT}は，スイッチS_1のブレーク・ダウン・ボルテージによって制限されます．LT1072の場合，V_{OUT}(max)=40 V，LT1072HVの場合，V_{OUT}(max)=60 Vになっています．

また，バイアス電流の温度特性を考慮し，R_2はつねに約1 kΩを使用します．

▶ **L_1の選択**

L_1はできるだけ小さいほうがスペース的にもコスト的にもよくなりますが，その下限値はおもに最大出力電力によって制限されます．

最大出力電力は(8)式によって求めることができます．

$$P_{OUT}(\max)=V_{IN}\left[I_P-\frac{V_{IN}\cdot(V_{OUT}-V_{IN})}{2\cdot L_1\cdot f\cdot V_{OUT}}\right]\times\left[1-I_P\cdot R\left(\frac{1}{V_{IN}}-\frac{1}{V_{OUT}}\right)\right] \quad \cdots\cdots(8)$$

I_P：最大スイッチング電流(1.25 A)

f：スイッチング周波数(40 kHz)

R：スイッチ・オン抵抗〔1 Ω(max)〕

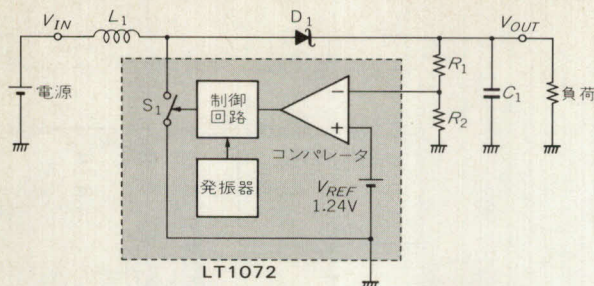
L_1が大きくなりすぎたり，予定の出力電力が得られなかったりした場合は，I_Pの値の大きなLT1071やLT1070を使ったほうがよいでしょう．

しかし，(9)式のような関係が入力と出力の電圧にある場合は，L_1を(10)式で求められる値より大きくする必要があります．

$$0.5\leq\frac{V_{OUT}-V_{IN}}{V_{OUT}} \quad \cdots\cdots(9)$$

$$L_1\geq\frac{V_{OUT}-2V_{IN}}{0.15\times10^6} \quad \cdots\cdots(10)$$

〈図9〉LT1072を使ったブースト・コンバータのブロック図

〈図10〉LT1072を使ったブースト・コンバータ回路

L_1の値を(10)式で求めた値より小さくすると出力が発振します．また，最大出力電力が(11)式で求めた電力より小さい場合は，さらに(12)式で求める値までL_1を小さくすることができます．

$$P_{OUT}(\max) \leq \frac{V_{IN} \cdot I_p}{2} \quad \cdots\cdots (11)$$

$$L_1 \geq \frac{2I_{OUT}(V_{OUT} - V_{IN})}{I_p{}^2 \cdot f} \cdot MARG \quad \cdots\cdots (12)$$

$MARG$：余裕度，効率ロスを考慮して1.5程度とする

L_1は，最大出力ピーク電流が流れても磁気飽和を起こさないものを使用する必要があります．

これは，磁気飽和を起こした状態でのコイルは完全にそのインダクタンスを失い，ただの導線になってしまうからです．

L_1に流れる最大電流は，(13)式によって求めることができます．

$$I_{L(\mathrm{PEAK})} = I_{OUT}\left[\frac{(V_{OUT} + V_f) - (I_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R / V_{IN})}{(V_{IN} - I_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R / V_{IN})}\right] + \left[\frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot L_1 \cdot f \cdot V_{OUT}}\right] \quad \cdots\cdots (13)$$

R：スイッチ・オン抵抗〔1Ω(max)〕

f：スイッチング周波数(40 kHz)

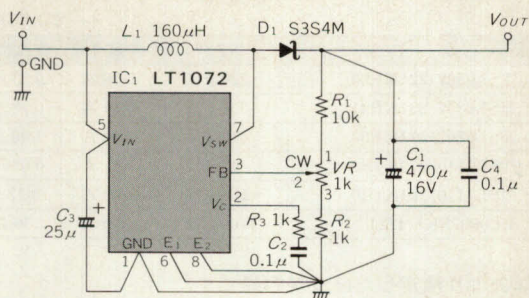
V_f：D_1の順方向電圧

また，コイルは信号周波数が高くなるとインダクタンスが減少する特性をもっているため，40 kHz以上の周波数がインダクタンスの値に保障されている必要があります．

トーキン(旧東北金属)より発売されている標準チョーク・コイルで，HPシリーズのコイルなどの場合，50 kHz信号で使用したときのインダクタンスが保障されており，このシリーズの中から選定すればまず問題は発生しません．

▶ C_1を決定する

出力コンデンサは，出力に出るリプル電圧を決めてから，(14)式によって決定します．

$$C_1 \geq \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{f \cdot (V_{IN} + V_{OUT})(V_{OUTp-p}/3)} \quad \cdots\cdots (14)$$

このとき，C_1のESR(コンデンサのシリーズ抵抗分のことで，耐圧15 V，1000～2000 μFでは通常0.04 Ω程度ある)は(15)式で求められる値より小さな値を使用しなければならないことになります．

$$ESR \leq \frac{V_{OUTp-p} \cdot 2/3 \cdot V_{IN}}{I_{OUT} \cdot (V_{IN} + V_{OUT})} \quad \cdots\cdots (15)$$

▶ D_1の設定

このD_1には，最大定格として，平均整流電流I_Oが出力電流以上，サージ電流(I_{FSM})が(13)式によって求められる値以上に保障されている必要があります．

また，変換効率に与える影響が大きいため，逆回復時間t_{rr}ができるだけ速く，順方向電圧の小さいものを使用するほうがよく，整流用ショットキ・バリア・ダイオードを使用します．

▶ 全体回路

以上により最終的な回路図を図10に示します．この回路では，V_{OUT}=7.4～15 Vの電圧が得られるようにしてありますが，R_1を大きくすれば最大で40/60 Vの電圧まで得られるようにすることができます．

▶ 負荷短絡に関する注意

出力端子がGNDに短絡した場合，図9の回路では入力電源よりD_1を通して直接電流が流れるため，ヒューズによって入力電源を保護する必要があります．

図9の回路では，LT1072の過電流保護回路を内部のスイッチング・パワー・トランジスタの保護にしか使用していません．

ヒューズの容量は，(16)式によって求められるような高速ヒューズを使用します．

$$I_{FUSE} \fallingdotseq \frac{I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}} \quad \cdots\cdots (16)$$

〈黒野広三〉

◆参考文献◆

(1) LT1072データシート，リニアテクノロジー．
(2) LT1072アプリケーション・ノート No. 19，リニアテクノロジー．

(トランジスタ技術 1989年9月号)

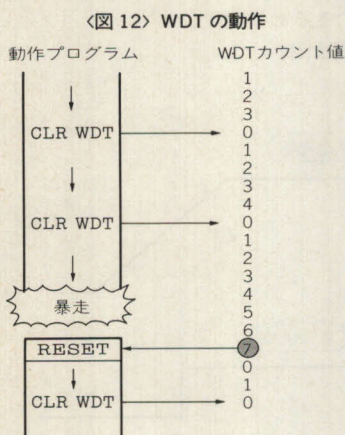
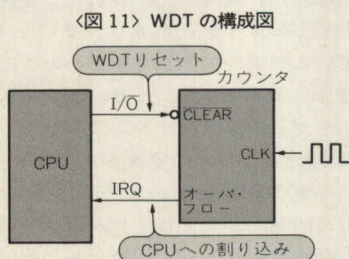
標準ロジックで構成した ウォッチ・ドグ・タイマ

4040B

CPU，プログラムの異常を検知する手段として，もっとも知られたものにウォッチ・ドグ・タイマ(WDT)があります．

WDTは，CPUからクリアできるフリーランニング・カウンタによって構成され，そのオーバ・フロー出力がCPUのリセット，もしくは割り込み信号につながっています．CPUは，プログラム内で定期的にWDTカウンタをクリアします．もし，一定時間クリア信号がこなければ，カウンタがカウント・アップされ，オーバフロー出力が発生し，CPUに割り込み信号を入れます．するとCPUは割り込み処理により，状態を初期化して再スタートします．この構成と処理を図11，図12に示します．

〈図11〉 WDTの構成図

〈図12〉 WDTの動作

▶ ウォッチ・ドグ・タイマの限界

WDTを利用すると，プログラムの異常動作時に停止割り込みをかけてくれるわけですが，動作原理上，100％保証されるものではありません．

たとえば，WDTをクリアするルーチンを含んで無限ループに入った場合や，時分割型のタスク構成のソフトでは，あるタスクが壊れても，WDTをクリアするルーチンを含んだタスクさえ生きていれば，WDTは発生しないことになります．そのため，実際では，WDTを利用するとともに，ソフトウェア・タイマによるチェックや，タスクの診断タイマによる補助WDTが必要となります．

▶ ウォッチ・ドグ・タイマの実際

図13にウォッチ・ドグ・タイマの実際の回路例を示します．

これは，もっとも簡単なもので，クロックからの信号でカウント・アップし，オーバ・フローが発生すると，割り込みを発生させるものです．WDTのクリア周期は，クロック・スピードと割り込み発生のタップの変更で変えられます．

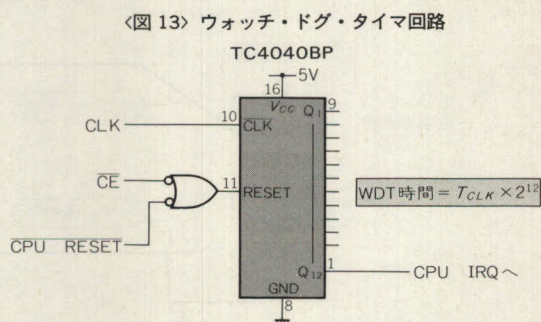
WDTの発生時間はソフトウェアの処理速度と関連するので，十分余裕をもって設定することが必要です．初期化ルーチンや，例外処理などでは処理に予想外の時間がかかることもあるので注意してください．

〈小田　靖〉

(トランジスタ技術　1992年5月号)

〈図13〉 ウォッチ・ドグ・タイマ回路

汎用部品で構成した リセット・停電検出回路

RD10 μPC271 4093

リセット信号の機能には，以下の二つが必要になります．

一つは，周辺がすべて動作可能状態になってからCPUを動作させるように，はじめはCPUをホールドさせなければいけません．

もう一つは逆に，電源が停止したとき，動作が不安定になり異常が起きるのを止めることにあります．

これによって，電源投入/切断時にCPUのバスがたまたま動かされてRAMへ異常書き込みを行ったり，外部機器へアクセスしたりといった異常を取り除くことができます．

● 電源の動作とリセット回路

それでは，電源の動作とリセット回路について考えてみます．図14に電源電圧の変化とCPUの動作を示します．

(1) 電源投入時には，周辺のデバイスが動作可能になるまで，CPUをリセット状態にしておきます．これによって異常なバスの動きを避けることができます．また，CPUによっては，電源電圧がCPUの動作可能電圧になってから一定期間はリセット信号が必要なことがあります．そのため，リセット電圧から多少のホールド時間をとっておきます．

(2) 電源の切断時では，CPUおよび周辺機器が動作可能な状態で，リセット信号によってCPUを停止します．これにより，電圧が不安定になりバスに異常な信号が乗るのを避けることができます．

● 停電検出回路

リセット回路と並んで大切なのが停電検出回路です．

電源が停止して，リセット回路が働くとCPUは動作を停止しますが，このとき，たとえばメモリに下位，上位の順でデータを書き込む途中であった場合，下位に書き込んだのち，リセットが発生し，上位のデータはリセットによって書き込まないで停止したとすると，たとえメモリがバックアップされていても，スタート時には，まったく違ったデータから処理が行われてしまいます．

このような現象をなくすために停電検出回路が必要となります．

停電検出回路は，電源が切断されたことを検知して，CPUに割り込み信号を入れます．するとCPUは，現在行っている処理を中断してもよいところまで処理してから自分自身で停止し，リセット信号が入るのを待ちます．ただし，停電検出から，リセット発生までは，CPUは正常に動作する必要があります．

ここで，停電時の電源電圧の下がり方によって，停電処理実行可能時間が決まりますから，停電検出電圧とリセット動作電圧は，よく検討する必要があります．

これにより，データが破壊されることなく正常に処理を終了できるわけです．

● 実際の設計例

〈図14〉 電源とCPUの動作

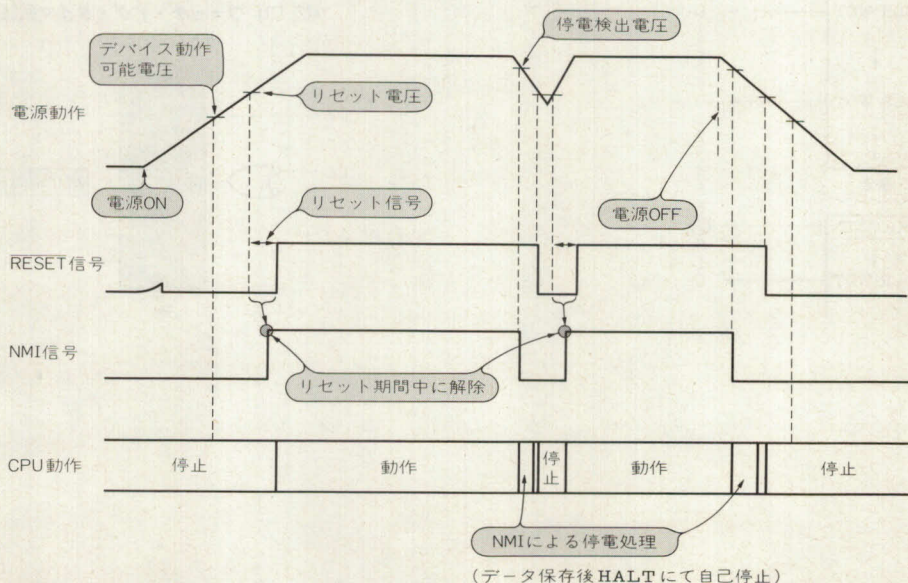
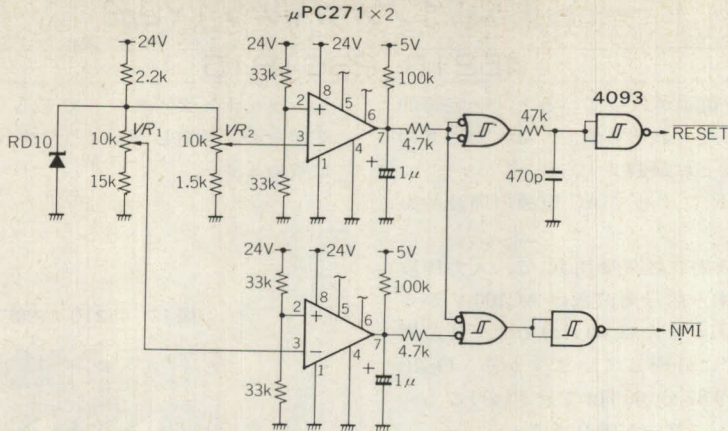
停電検出電圧
デバイス動作可能電圧
リセット電圧
電源動作
電源ON
電源OFF
リセット信号
RESET信号
NMI信号
リセット期間中に解除
CPU動作
停止
動作
停止
動作
停止
NMIによる停電処理
(データ保存後HALTにて自己停止)

〈図 15〉 リセットと停電検出回路

図 15 にリセットと停電検出回路の実際例を示します．これは，コンパレータにより，電源電圧を検出して，電源電圧が低下してくると，CPU に割り込みの一種である NMI 信号を送り，また，CPU 動作可能電圧より下がると，リセット信号を発生して，CPU の動作を停止させるものです．

RD10 により定電圧を発生させ，抵抗分割によりリセット電圧および停電検出電圧を作っています．可変抵抗 VR_1 で停電検出電圧，VR_2 でリセット電圧をそれぞれ設定します．

ここでは，24 V 系の信号レベルで電圧低下を検出していますが，ほかの電源系から 5 V にステップ・ダウンしている場合であれば，その元となる電源で検出したほうが，より停電処理時間を多くとれるため優れています．

コンパレータ出力の 100 kΩ×1 μF の時定数で電源投入時のリセット信号のホールド時間を設定しており，47 kΩ×470 pF の時定数でリセット解除に先立つ NMI 信号のタイミングを設定しています．

システムのリセット回路で重要なことは，全体のタイミングを考えて設計するということです．システム上のどのデバイスもしくは回路，もしくは機器から立ち上がっても，異常なく立ち上がることが必要です．組み込み型の機器の場合には，とくに外部にモータやリレーといった機械製品が接続されたりするので，システム自体の，リセット構成図とタイミングを計算しておくことが必要です．

〈小田　靖〉

（トランジスタ技術　1992 年 5 月号）

はんだごての電源切り忘れ防止に最適な インターバル・タイマ回路

4521B 2SC1815

図16の回路はAC電源が入っていると，一定時間ごとにブザーを鳴らしてくれるもので，はんだごての電源の切り忘れ防止などに最適です．

この回路では抵抗 R_1によってAC電源の周波数を検出しています．

CMOS IC 4521Bは周波数分周用ICで，入力周波数を分周するだけです．信号周波数はAC100 Vから得ていますので，50 Hz(または60 Hz)です．この周波数を4521Bで$1/2^{18}$に分周していますから，O_{18}出力は50 Hzの場合は約87分(60 Hzでは70分)ごとに"H"になりますので，ブザーが鳴ります．

もし，インターバル時間をもっと長くしたければ4521BのO_{19}～O_{23}を使用します(2倍ずつ長くなる)．

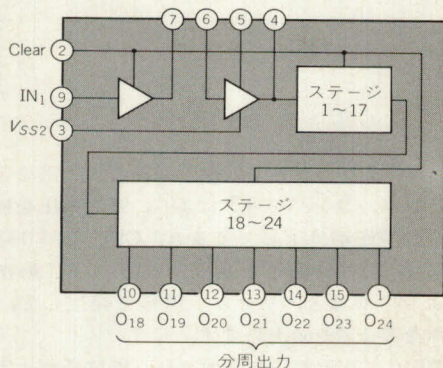
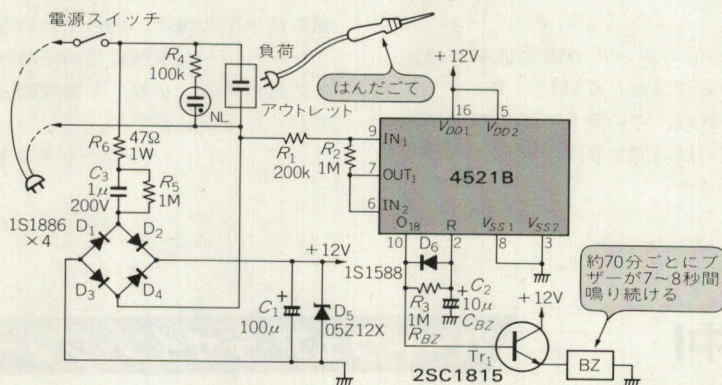
ブザーの鳴る時間は$R_{BZ}C_{BZ}$で決まり，図の定数で7～8秒です．

また，4521Bの入力はシュミット回路とし，ヒステリシスをもたせてノイズに強くしました．図17に4521Bの内部回路を示します．

4521Bの電源はAC100 Vを直接ダイオードで整流し，ツェナ・ダイオードで12 Vに安定化しています．そのため，感電しないようにプラスチック製のケースに収めます．

〈松井邦彦〉

(トランジスタ技術　1989年4月号)

〈図17〉4521Bの内部ブロック図

〈図16〉インターバル・タイマ回路

AC電流センサを使った インターバル・タイマ回路

4536B 2SC1815

図18の回路は，AC電流が流れていると一定時間ごとにブザーを鳴らすものです．AC電流の検出はAC電流センサ(カレント・センサ)を用いています．

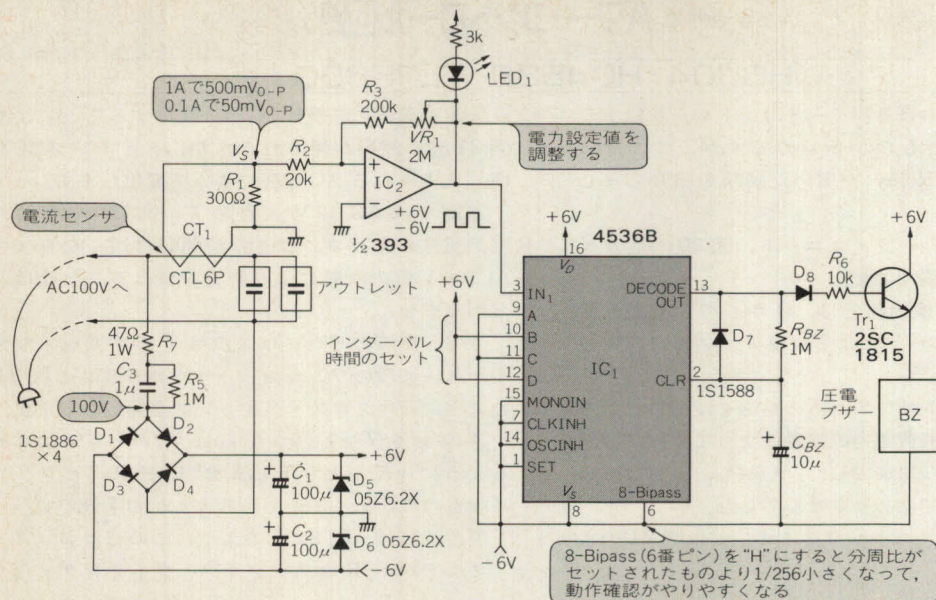
本器では，電流が流れているかいないかをAC電流センサで検出するだけですから，精度はそれほど必要ではありません．そのため，負荷抵抗値は300 Ωと大きくしています．

したがって，AC電流センサの出力電圧は0.1 A(10 W)のとき，

(0.1 A/800)×300 Ω＝0.0375 V

ですので，P-P(ピーク・トゥ・ピーク)値で0.0375 V×2.8＝0.1 Vとなります．また，1 A(100 W)のときは同様に1 V_{p-p}となります．

AC電流の検出範囲は，0.1～1 Aとしていますが，

〈図 18〉 AC電流センサを使ったインターバル・タイマ回路

そのコントロールはIC_2によるヒステリシス・コンパレータのヒステリシス幅を変えることによって行っています．

ヒステリシス幅が最小のとき(VR_1=max)は0.1 A，最大のとき(VR_1=min)は1 AのAC電流でIC_2の出力は反転して，方形波が出力されます．電流がその設定に満たないときは，IC_2の出力は“H”または“L”のレベルまで一定です．

IC_2から出力された電源周波数の方形波を分周するのがIC_1です．

IC_1には4521Bを使ってもかまいませんが，ここでは4536Bを使用しました．この理由はインターバル時間をバイナリ・コードで設定できること，8-バイパス出力がついているので，インターバル時間を1/256に簡単にできる(動作確認が容易)ことなどです．

4536Bに入力された周波数は，インターバル時間セット入力(A，B，C，D)で設定された分周比で分周されます．図18の設定(B=D=“H”)では$1/2^{18}$に分周されます．したがって，50 Hz地域では約87分，60 Hz地域では約73分ごとにデコード・アウト出力が“H”になり，R_{BZ}・C_{BZ}の時定数で約7〜8秒間ブザーが鳴り続けます．

電源電圧はAC100 Vより作っています．したがって，感電防止のプラスチック製のケースに収める必要があります．電源電圧は±6 Vで，これはツェナ・ダイオードで定電圧化しています．

AC100 Vは1 μFのコンデンサで電流制限されています．コンデンサを使ったのは，抵抗のように電力を損失しないので熱を発生しないからです(コンデンサの力率は0)．

AC100 Vの周波数を60 Hz(あるいは50 Hz)とすると，コンデンサのインピーダンスは，2.65 kΩ(3.18 kΩ)になります．したがって，コンデンサには100 V/2.65 kΩ=37.7 mA(50 Hzでは31.4 mA)の電流が流れます．

この電流はダイオード・ブリッジで整流され，ツェナ・ダイオードで安定化します．

47 Ωの抵抗はラッシュ・カレント(突入電流)の保護用に，コンデンサと並列の1 MΩの抵抗は，電源OFF時にコンデンサに残っている電荷を放電させるためのものです．

なお，本回路の負荷として検出できるのは前述のとおり0.1 A(10 W)〜1 A(100 W)ですが，負荷の種類によってはうまく検出できない場合もあります．

〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) 尾和瀬穣二；非接触型電流・電圧センサの使い方，メカトロ・センサ活用ハンドブック，トランジスタ技術編集部編，CQ出版㈱．

(トランジスタ技術　1989年4月号)

SSRを用いたパワー・コントロール回路

HCU04 HC4538 TLP560G

一般的によく見かけるパワー・コントローラはトライアックを用いたものが多いのですが，ここではSSR(Solid State Relay)を用いた回路を紹介しましょう．

図19がコントローラ・ユニット，図20がドライバ・ユニットの回路図です．

ゼロクロス点の検出部分は，D_1からの全波整流波形をCMOSインバータによる簡易アンプにより得ています．

電源側とは別のトランスからの巻線を使用しましたが，これは電源の消費電力の変動によって整流後の波形が変化するための対策でした．しかし，実際はそれほどシビアなものではありませんでした．

コントローラ・ユニットのタイミングは図21のようになります．

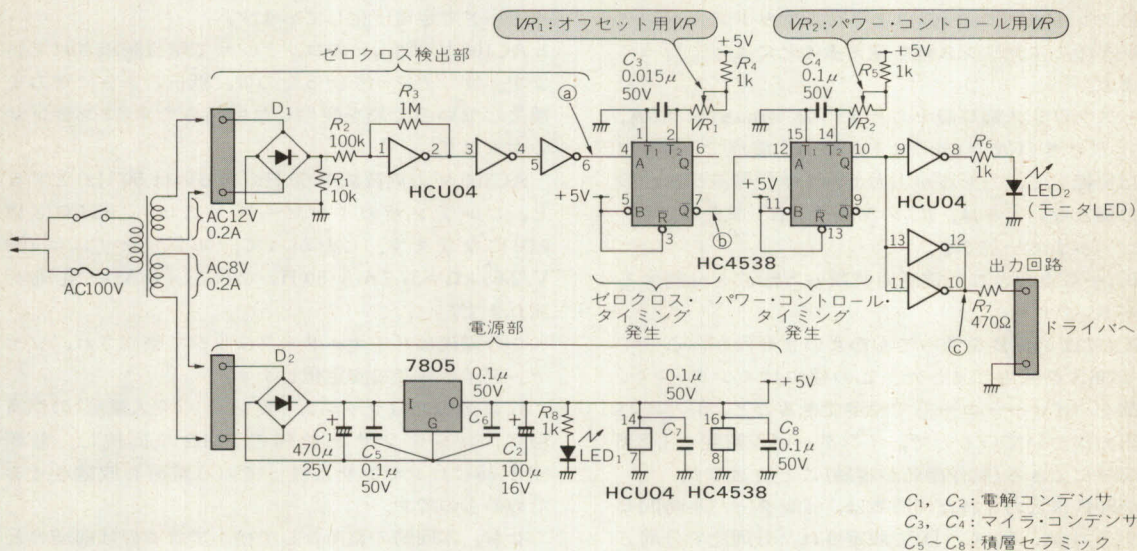
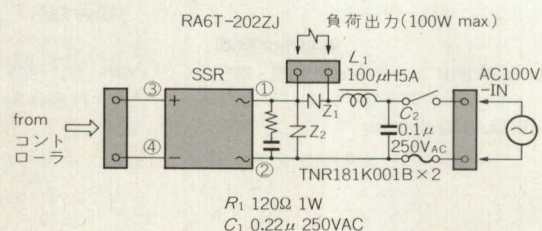
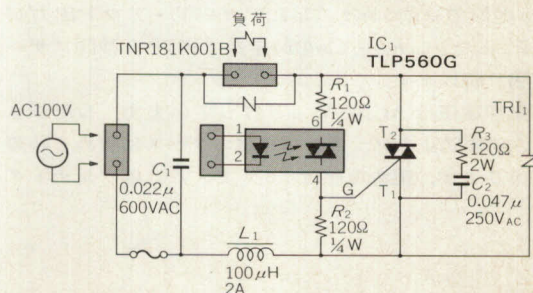
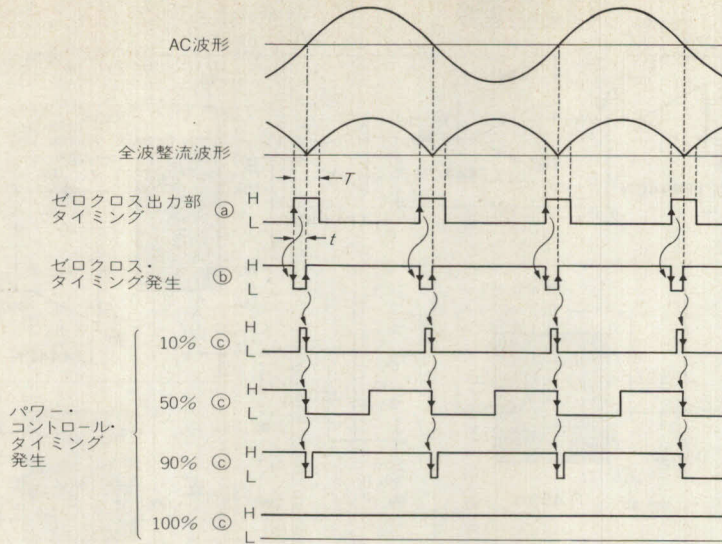
全波整流波形を波形-レベル変換することにより，図21ⓐの波形が得られますが，タイミング幅TはD_1に入力されるAC電圧によって変化します．

実測ではAC 12 V入力時T=約1.2 msとなり，当然電圧が上昇すればこの時間幅は短くなります．AC100 V側の変動により影響を受けることはほとんどありません．

さて，実際のゼロクロス点はTの中間点となりますから，初段のワンショット・マルチにより図21ⓑのようにゼロクロス・タイミングを発生させます．

このときT=1.2 msならば$T/2=t=0.6$ msとなるようにVR_1をセットしますが，それほどクリチカルなものではありませんから大まかで十分です．

最終的には，図21ⓒのようにこのゼロクロス・タイミングがSSRのターンオフ・タイミングとなり，

〈図19〉ACパワー・コントローラ・ユニット回路

〈図20〉ドライバ・ユニット回路

〈図22〉ディスクリート素子を使ったドライバ・ユニット回路

〈図21〉コントローラ・ユニット・タイミング波形

VR_2でターンオフ・タイミングを設定することにより，パワー・コントロールが可能となります．

ドライバ・ユニットは説明するまでもなく，SSRの一般的な使用方法によるものです．

図22は，非ゼロクロス・タイプのSSRが入手できなかった場合や，パーツ・ボックスの中のジャンク部品を利用したい場合の参考回路です．

〈美智　遥〉

◆参考文献◆

(1) 美智遙/石田潤；ACパワー制御回路の設計と製作，トランジスタ技術，1991年5月号．

（トランジスタ技術　1991年7月号）

真の実効値を表示する AC電流アダプタ回路

NJM4200 TL499A ICL7660

一般のマルチメータのAC電圧レンジは平均値表示ですので，ひずんだ波形の測定には適していません．そこで，真の実効値測定ができるAC電流アダプタを作ってみました．

図23に回路図を示します．AC電流センサCTL6Pの2次電流を30Ωの抵抗で電圧に変換したのち，整流回路を通して乗算器IC NJM4200による実効値変換回路に接続しています．

フル・スケール電流を20Aとすると，AC電流センサの出力電圧V_Sは，

$$V_S=(20\ \mathrm{A}/800)\cdot 30\ \Omega=0.75\ \mathrm{V}$$

になります．

これを次段の反転アンプで3倍増幅して2Vにしています．

紡対値回路では，V_Sの絶対値を出力しますので，$V_S=2.22$ Vのときは$V_{ABS}=2.22$ V，$V_S=-2.22$ Vのときも$V_{ABS}=2.22$ Vになります．

$V_{OUT(AVR)}$からは，このV_{ABS}の平均値の直流電圧が出力されます．入力が正弦波の場合は，実効値の1/1.11が平均値となりますので，2.22 Vのとき2 V出力となって，平均値検波型実効値表示となります．

さて，NJM4200の出力V_{OUT}は，

$$V_{OUT}=I_3\cdot R_0=[(I_1\cdot I_2)/I_4]R_0 \quad \cdots\cdots(17)$$

となります．

$$I_1=V_{ABS}/R_1$$

$$I_2=V_{ABS}/R_1$$

$$I_4=V_{OUT}/R_1$$

ですので，結局，

$$V_{OUT}=V_{ABS}\sqrt{R_0/R_1} \quad \cdots\cdots(18)$$

となります．したがって，$V_{ABS}=2.22$ Vのときに$V_{OUT}=2$ Vを得るには(18)式より，

$$2\ \mathrm{V}=2.22\ \mathrm{V}\ \sqrt{R_0/R_1}$$

となり，

$$(R_0/R_1)=0.8116$$

なので，$R_1=16$ kΩ，$R_0=13$ kΩにします．コンデンサC_0は出力平滑用です．

この回路の電源電圧は乾電池より，スイッチング電源用IC TL499Aを使って+10 V，ICL7660を使っ

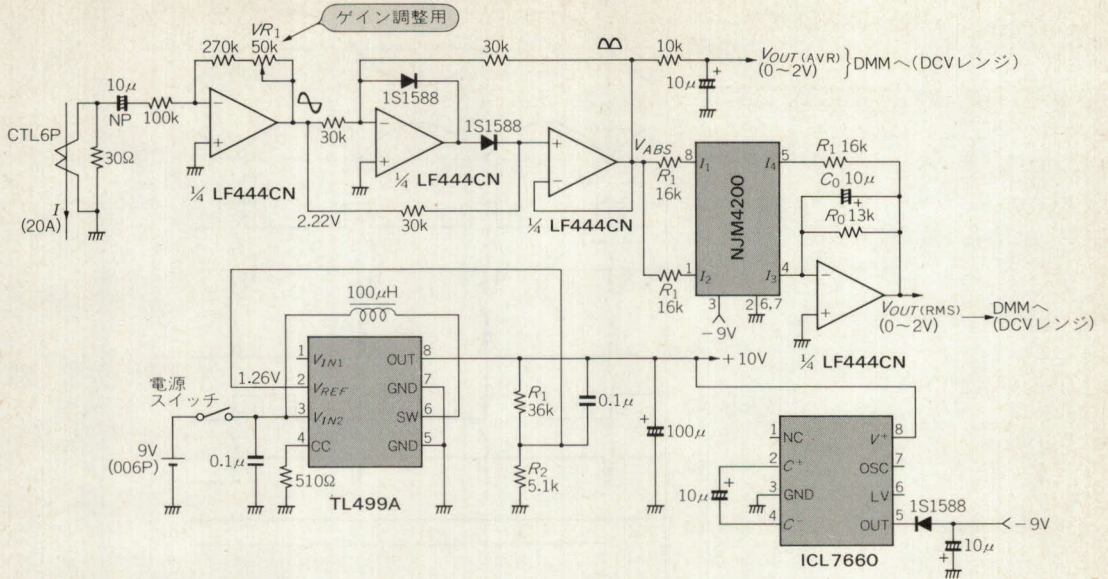
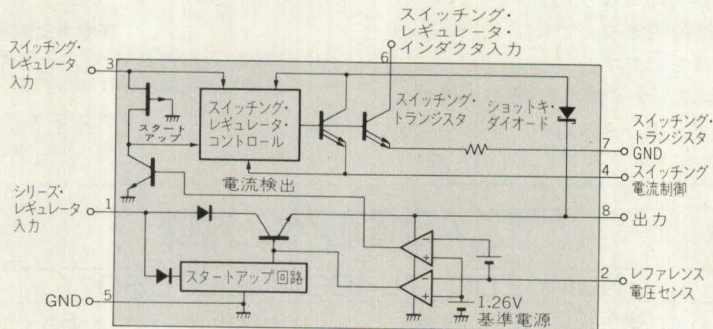
〈図 23〉 実効値表示型 AC 電流アダプタ回路

〈図 24〉(1) TL499A の内部ブロック図

て－9 V を作っています．

図 24 に TL499A の内部ブロック図を示します．

TL499A の V_{IN2}に乾電池を接続すると，出力端子には，

$$V_{OUT}=V_{REF}〔1+(R_1/R_2)〕$$

の電圧が現れます．V_{REF}は TL499A の内部基準電圧で，1.26 V です．

図 23 では $V_{OUT}=10$ V です．

〈松井邦彦〉

◆参考文献◆

(1) テキサス・インスツルメンツ，リニア・データブック．

(トランジスタ技術　1989 年 4 月号)

Device Index

●本書掲載記事の利用についてのご注意 ── 本書掲載記事には著作権があり，また工業所有権が確立されている場合があります．したがって，個人で利用される場合以外は所有者の承諾が必要です．
　また，掲載された回路，技術，プログラムを利用して生じたトラブル等については，小社ならびに著作権者は責任を負いかねますのでご了承ください．

●ご質問はお手紙で ── 本書に関する技術的なご質問は，往復はがきか返信用封筒を同封した書簡で出版部あてにお寄せください．著者へ回送し，直接回答していただきます．質問の内容は当該記事を逸脱しない範囲で，できるだけ具体的に明記してください．また，電話やFAXによるご質問にはお応えできませんのであらかじめご了承ください．

トランジスタ技術 SPECIAL No.37

1993年1月1日 初版発行
1996年2月1日 第4版発行

発行人
編集人 蒲生良治
発行所 CQ出版株式会社 〒170 東京都豊島区巣鴨1-14-2
電　話 03-5395-2123(出版部)，03-5395-2141(販売部)
振　替 00100-7-10665

(定価は表四に表示してあります)

印刷・製本　三晃印刷株式会社